



**Miguel Cardoso
Seabra**

Candeeiro de Secretária Inteligente



**Miguel Cardoso
Seabra**

Candeeiro de Secretária Inteligente

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Eletrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Prof. Dr. Rui Manuel Escadas Ramos Martins, Professor Auxiliar do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro (orientador) e do Prof. Dr. Alexandre Manuel Moutela Nunes da Mota, Professor Associado do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro (coorientador)

o júri

presidente

Prof. Dr. Paulo Bacelar Reis Pedreiras

professor auxiliar do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

arguente

Prof. Dr. José António Barros Vieira

professor adjunto da Escola Superior de Tecnologia do Instituto Politécnico de Castelo Branco

vogal

Prof. Dr. Rui Manuel Escadas Ramos Martins

professor auxiliar do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro (orientador)

agradecimentos

À minha família e aos meus colegas que sempre me apoiaram. Aos meus professores orientadores pela disponibilidade e apoio prestados.

palavras-chave

fotometria, luminotecnia de interiores, iluminação inteligente, controlo, microcontrolador, sensor de luz, sensor capacitivo, relógio de tempo real

resumo

Nesta Dissertação é concebida uma luminária, que possui como propósito iluminar de forma eficiente e ergonómica o plano de trabalho numa secretária ou um dado interior. Para tal são utilizadas as modernas lâmpadas LED, conhecidas pela sua elevada eficiência, entre outras vantagens, aliadas a um sistema de controlo inteligente, que regula o fluxo luminoso da luminária e altera a temperatura de cor emitida consoante as necessidades dos utilizadores. Este sistema de controlo incorpora um microcontrolador, um sensor de luz e ainda um relógio de tempo real. As entradas do sistema para o utilizador são efetuadas através de uma interface tátil capacitiva, implementada com recurso a um circuito integrado de processamento de sinal. Os conceitos básicos de fotometria, bem como a luminotecnia aplicada a espaços interiores e o estado da arte e princípio de funcionamento dos blocos do sistema, como sensores de luz e integrados de medição de toque capacitivo são também expostos.

keywords

photometry, indoor lighting, smart lighting, control system, microcontroller, light sensor, capacitive sensor, real-time clock

abstract

On this dissertation a lamp with the purpose of providing an efficient and ergonomic illumination for a working table or an interior is designed. To achieve this objectives, modern LED bulbs, which are known for their efficiency besides other advantages, are used, in conjunction with a smart control system, which regulates the luminous flux of the lamp and changes its emitted colour temperature according to the user needs. This control system incorporates a microcontroller, a light sensor and also a real-time clock. The system user inputs are made with a capacitive touch interface, implemented with a signal processing integrated circuit. The photometry basic concepts, along with indoor lighting and the state of the art and working principle of the system modules, such as the light sensor and the capacitive touch chip are also exposed.

Conteúdo

Lista de Figuras.....	iii
Lista de Tabelas.....	v
Lista de Acrónimos.....	vii
1. Introdução.....	1
1.1 Motivação e Enquadramento	1
1.2 Objetivos	1
1.3 Estrutura da Dissertação.....	2
2. A Luz.....	5
2.1 A Importância da Luz Natural e Artificial.....	5
2.2 O Espectro Eletromagnético	8
2.3 História Geral da Iluminação Artificial	11
3. Luminotecnia	17
3.1 Medidas Fundamentais de Fotometria	17
3.1.1 Curva de Sensibilidade do Olho	17
3.1.2 Fluxo Luminoso.....	19
3.1.3 Intensidade Luminosa.....	21
3.1.4 Iluminância	23
3.1.5 Luminância	26
3.2 Outras Medidas Importantes em Luminotecnia.....	27
3.2.1 Temperatura da Cor.....	27
3.2.2 Índice de Restituição de Cores (IRC ou R_a).....	29
3.2.3 Eficácia e Eficiência Luminosas e <i>Light Output Ratio</i>	30
3.2.4 <i>Unified Glare Rating</i> (UGR) (Encadeamento).....	31
3.2.5 Uniformidade	33
4. Luminotecnia em Espaços Interiores.....	35
4.1 Influência da Iluminação nos Seres Humanos.....	35
4.2 Projeto Luminotécnico Ergonómico.....	38
4.2.1 Iluminâncias, UGR, Uniformidade e IRC Recomendados.....	39
4.2.2 Iluminação dos Limites das Divisões Interiores	42
4.2.3 Iluminação de Rostos.....	42
4.2.4 Área da Tarefa e Áreas Circundantes	43
4.2.5 Trabalho com Ecrãs de Visualização.....	45
4.2.6 Considerações sobre Luminárias.....	45
4.2.7 Distribuição das Luminárias no Espaço.....	47
4.2.8 CCT em Função da Iluminância.....	47
4.3 Eficiência Energética	48
4.4 Conclusões.....	52
5. Estado da Arte	55
5.1 Especificações do Candeeiro Inteligente	55
5.2 Dispositivos de Iluminação	58
5.3 LED <i>Driver</i>	66
5.4 Fontes de Alimentação.....	71
5.5 Sensores de Luz Ambiente.....	75
5.6 Sensores de Toque Capacitivos	82
5.7 Relógios de Tempo Real	89
5.8 Sistemas de Iluminação	91
5.9 Viabilidade do Sensor de Presença	94
6. Implementação do <i>Hardware</i>	97
6.1 Fonte de Alimentação AC-DC	97
6.2 Microcontrolador	98
6.3 Sensor de Toque	99

6.4	Sensor de Luz.....	104
6.5	Relógio de Tempo Real.....	107
6.6	Reguladores Lineares e Regulador Comutado.....	110
6.7	Calhas LED.....	113
6.8	LED <i>Driver</i>	114
6.9	Implementação das PCBs.....	118
7.	Implementação do <i>Software</i>	121
7.1	<i>Device Drivers</i>	121
7.1.1	Sensor de Toque.....	121
7.1.2	Sensor de Luz.....	123
7.1.3	Relógio de Tempo Real.....	124
7.2	Módulo de PWM.....	125
7.3	Atraso Configurável.....	126
7.4	Hora de Verão.....	126
7.5	Arranque Suave.....	128
7.6	Máquina de Estados.....	128
7.7	Funcionamento dos <i>Sliders</i>	131
7.8	Brilho Manual.....	132
7.9	CCT Manual.....	133
7.10	CCT Automática.....	135
7.11	Brilho Automático.....	138
8.	Resultados.....	141
9.	Conclusões e Trabalho Futuro.....	145
9.1	Conclusões.....	145
9.2	Trabalho Futuro.....	145
Anexo A	– Curvas de Probabilidade de Iluminância em Função da Latitude.....	147
Anexo B	– Circuito Global do Controlador do Candeeiro Inteligente.....	148
Anexo C	– <i>Software</i> Implementado.....	149
Referências	151

Lista de Figuras

2.1	Raposa do Ártico nos meses quentes e frios.....	5
2.2	Ciclos de matéria e de energia	6
2.3	Cúpula de um centro comercial em Estocolmo, Suécia, com 500 LEDs RGB.....	7
2.4	Representação de uma onda eletromagnética transversal	9
2.5	Espectro eletromagnético.....	10
2.6	Ilustração da emissão de radiação eletromagnética por uma fonte pontual.....	10
2.7	Lamparina de arenito encontrada nas grutas de Lascaux, França	11
2.8	Lamparina a óleo grega de ca 700 a.C.	12
2.9	Velas de cera de abelhas encontradas a Norte dos Alpes, na Alemanha.....	12
2.10	Acendedor de candeeiros no Terreiro do Paço, Lisboa, no século IXX	13
2.11	Arco elétrico produzido por duas hastes condutoras muito próximas uma da outra.....	14
2.12	Réplica da primeira lâmpada incandescente criada por Edison	15
3.1	Curvas de Sensibilidade para condições de baixa e elevada luminosidade	18
3.2	Simulação da variação de sensibilidade das cores do olho humano para visões fotópica, mesópica e escotópica	19
3.3	Funções de luminosidade para vários tipos de visão	21
3.4	Analogia na definição de esterradiano com radiano	21
3.5	Refletor perfeito colocado junto a uma fonte de luz	22
3.6	Curva de Distribuição Luminosa não normalizada para uma fonte de luz	23
3.7	Definição de ângulo de radiação	23
3.8	Ilustração do ângulo formado peça área infinitesimal dA em relação a ST.....	24
3.9	Ilustração da igualdade entre ângulos θ em pontos diferentes	25
3.10	Relação entre a área da superfície iluminada e a área aparente.....	26
3.11	Diagrama de cor da CIE de 1931, com o <i>Planckian Locus</i> e linhas de CCT	28
3.12	Aspeto e escala das CCT com vários exemplos de valores típicos.....	29
3.13	Comparação entre a iluminação de calhas LED com IRC < 80 e de uma lâmpada incandescente com IRC \approx 100	30
3.14	Ilustração dos tipos de ofuscamento consoante a radiação direta ou reflexiva	32
4.1	Ciclos circadianos de produção de melatonina e de temperatura corporal.....	35
4.2	Espectro de ação $c(\lambda)$ de supressão de produção noturna de melatonina de acordo com a norma DIN 5031-100 e espectro de visão fotópica $V(\lambda)$	36
4.3	Metade da panorâmica cilíndrica em relação aos rostos, com vetores E_z	43
4.4	Comparação entre <i>modelling index</i> diferentes	43
4.5	Divisão das áreas de uma divisão interior, de acordo com a norma EN 12464-1:2011	44
4.6	Comparação entre diferentes polarizações de um ecrã	45
4.7	Definição de ângulo de proteção de uma luminária.....	46
4.8	Diagrama de Kruithof.....	48
4.9	Princípio de operação de um regulador de fluxo luminoso automático.....	49
4.10	Potência consumida pelas luminárias sem regulação de fluxo luminoso	51
4.11	Potência consumida pelas luminárias com regulação de fluxo luminoso	52
5.1	Diagrama de Blocos completo do controlador proposto.....	58
5.2	Processo de recombinação de eletrões e lacunas num diodo (junção PN)	59
5.3	Lâmpadas mais utilizadas atualmente.....	60
5.4	Esquema de uma lâmpada fluorescente com balastro magnético	61
5.5	Espectro típico das lâmpadas de halogénio, CFL e LED de alta e baixa CCT.....	65
5.6	Exemplo do espectro de um LED que possui uma forte componente em $c(\lambda)$	66
5.7	a) LED <i>driver</i> com resistência; b) LED <i>driver</i> com fonte de corrente.....	67
5.8	Conversor <i>buck</i> com realimentação por corrente.....	68
5.9	Implementação de <i>dimming</i> dos LEDs com porta AND num conversor comutado	69
5.10	a) Conversor <i>buck</i> baseado no LM3402 da Texas Instruments; b) Conversor <i>step-down</i> baseado no AP8801 da Diodes.....	70

5.11	Conversor <i>buck</i> realimentado por tensão	72
5.12	Diagrama de blocos geral de uma fonte comutada com isolamento.....	73
5.13	Conversor <i>flyback</i> com isolamento.....	73
5.14	Implementação prática de conversor <i>flyback</i> com isolamento	74
5.15	Modos de polarização de um fotodiodo.....	76
5.16	Amplificador de transimpedância no acondicionamento do sinal de um fotodiodo	77
5.17	Amplificador de transimpedância no acondicionamento do sinal de um fototransistor	78
5.18	Circuito de acondicionamento de LDR com Ponte de Wheatstone	79
5.19	Ajuste da gama de medição atual	80
5.20	Sensor de luz digital BH1750FVI da Rohm Semiconductor	81
5.21	Comparação das curvas de sensibilidade de sensores de luz da Osram	82
5.22	Acoplamento capacitivo na tecnologia tátil de capacidade própria	84
5.23	Aumento do tempo de carga da capacidade parasita do eléctrodo	84
5.24	Ilustração da operação de um <i>slider</i> hipotético com 10 eléctrodos.....	85
5.25	Esquemático de medição do toque baseado no princípio de transferência de carga	86
5.26	Configuração dos interruptores da figura 5.25 durante as fases de um ciclo	88
5.27	Acoplamento capacitivo na tecnologia tátil de capacidade mútua.....	88
5.28	RTC da Maxim Integrated.....	91
5.29	Candeeiro LED fabricado pela empresa Sun-Flex.....	92
5.30	Interface com o utilizador de controlo de grupos de luminárias	93
6.1	a) Fonte de alimentação AC-DC de 24V; b) Interior da fonte de alimentação de a)	97
6.2	Placa DETPIC32 com PIC32MX795F512H	98
6.3	Forma sugerida pela Atmel para um <i>slider</i> de tamanho médio	101
6.4	<i>Slider</i> de tamanho médio implementado ligado à placa de testes em placa branca	102
6.5	Circuito de implementação do toque capacitivo com o AT42QT2100	103
6.6	a) Pormenor da abertura de medição de luz no topo do BH1750FVI; b) Circuito de implementação da medição de luz com o BH1750FVI;.....	106
6.7	Comparação entre o espectro de sensibilidade do sensor de luz escolhido e o espectro de visão fotópica	107
6.8	Circuito de implementação do RTC	108
6.9	Circuito de implementação de um conversor <i>step-down</i> de 8,44 V com o LM25575.....	111
6.10	Curva característica de uma das calhas LED.....	114
6.11	LED <i>driver</i> linear com implementação de fonte de corrente linear constante com <i>dimming</i> PWM	115
6.12	Conversor <i>step-down</i> realimentado por corrente.....	115
6.13	LED <i>driver</i> implementado baseado em conversor <i>buck</i>	117
6.14	Tensão na saída de um dos conversores <i>buck</i> em função do <i>duty-cycle</i> aplicado.....	118
6.15	Sistema de controlo do candeeiro inteligente.....	119
7.1	Três bytes correspondentes à versão do AT42QT2100	122
7.2	Esquema com as funções associadas ao AT42QT2100.....	123
7.3	Esquema com as funções associadas ao BH1750FVI.....	124
7.4	Esquema com as funções associadas ao BQ32000	125
7.5	Estado da saída “IRQ” do RTC consoante a altura do ano	127
7.6	Entradas do utilizador	129
7.7	Diagrama de estados do sistema.....	129
7.8	Exemplo do deslocamento obtido com dois toques	132
7.9	Variação não linear de iluminância com o <i>duty-cycle</i> para cada uma das calhas e respetivas aproximações lineares	134
7.10	Dependência entre o rácio de <i>duty-cycles</i> $duty_Q/duty_F$ e as horas do dia	136
7.11	Diagrama de blocos do controlador PI implementado	138
7.12	Sinais <i>setpoint</i> $r(t)$, saída $y(t)$ e controlo $u(t)$, $K_P = 0,1$ e $K_I = 0,05$	139
8.1	Alteração do rácio entre os <i>duty-cycles</i> das calhas devido a arredondamentos	141
8.2	Vários CCT da luminária.....	142
8.3	Resposta da luminária com condições decrescentes de iluminância externa	142
8.4	Sinais de <i>setpoint</i> $r(t)$, saída $y(t)$ e controlo $u(t)$	143

Lista de Tabelas

4.1	Valores típicos de iluminância para várias fontes luminosas	38
4.2	Valores típicos de luminância para várias fontes luminosas.....	38
4.3	Índices UGR para a luminária TRB 4x14W da empresa EEE.....	40
4.4	Algumas entradas da tabela da norma EN 12464-1:2002.....	41
4.5	Iluminâncias e uniformidade recomendados para as áreas circundantes	44
4.6	Limites para a luminância das luminárias de uma divisão interior consoante as caraterísticas dos ecrãs de visualização.....	45
4.7	Limites para o ângulo de proteção das luminárias em relação às suas luminâncias.....	46
5.1	Comparação das características de lâmpadas de halogéneo, CFL e LED.....	63
5.2	Comparação das características de fotorresistências, fototransístores e fotodíodos	79
6.1	Comparação entre circuitos integrados de medição de toque.....	99
6.2	Comparação entre circuitos integrados de medição luz ambiente	105
6.3	Comparação entre relógios de tempo real	107

Lista de Acrónimos

AKS.....	<i>Adjacent Key Suppression</i>
ALS.....	<i>Ambient Light Sensor</i>
ANSI.....	<i>American National Standards Institute</i>
CAD.....	<i>Computer Aided Design</i>
CCT.....	<i>Correlated Color Temperature</i>
CFL.....	<i>Compact Fluorescent Lamp</i>
DALI.....	<i>Digital Addressable Lighting Interface</i>
DMX512.....	<i>Digital MultipleX</i>
EMI.....	<i>Electromagnetic Interference</i>
ESD.....	<i>Electrostatic Discharge</i>
FLDM.....	<i>Fator Luz do Dia Médio</i>
I ² C.....	<i>Inter-Integrated Circuit</i>
IESNA.....	<i>Illuminating Engineering Society of North America</i>
ipRGC.....	<i>intrinsically photosensitive Retinal Ganglion Cells</i>
IRC.....	<i>Índice de Restituição de Cores</i>
LED.....	<i>Light-Emitting Diode</i>
LOR.....	<i>Light Output Ratio</i>
MOSFET.....	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
PCB.....	<i>Printed Circuit Board</i>
PFC.....	<i>Power Factor Correction</i>
PIR.....	<i>Passive Infrared</i>
PWM.....	<i>Pulse Width Modulation</i>
RGB.....	<i>Red-Green-Blue</i>
RSI.....	<i>Rotina de Serviço de Interrupção</i>
RTC.....	<i>Real-Time Clock</i>
SCN.....	<i>Suprachiasmatic Nucleus</i>
SI.....	<i>Sistema Internacional</i>
SPI.....	<i>Serial Peripheral Interface</i>
TCP/IP.....	<i>Transmission Control Protocol/Internet Protocol</i>
TQFP.....	<i>Thin Quad Flat Pack</i>
UGR.....	<i>Unified Glare Rating</i>
USB.....	<i>Universal Serial Bus</i>

1. Introdução

1.1 Motivação e Enquadramento

Existe atualmente uma forte tendência para substituir as ineficientes lâmpadas incandescentes, que estão a ser abolidas em inúmeros países incluindo Portugal e as fluorescentes compactas, que também possuem certas desvantagens, pela iluminação considerada por muitos como a iluminação do futuro – a iluminação LED. Estas lâmpadas são mais eficientes, duradouras e possuem um ritmo de desenvolvimento extremamente elevado atualmente, com forte tendência para melhorar ainda mais as suas já vantajosas características.

A diminuição do preço e rápida disseminação dos microcontroladores atuais permite ainda a sua integração no futuro em sistemas inteligentes de iluminação, com redes de sensores e luminárias, os quais controlam a cor e o fluxo luminoso emitido consoante as necessidades, abandonando o conceito básico de iluminação simples de hoje. Esta integração apenas é praticável devido à facilidade com que é possível controlar estas variáveis com LEDs, o que não acontece com as lâmpadas fluorescentes e considerando que as incandescentes estão obsoletas devido à sua elevada ineficiência.

Utilizando esta nova tecnologia de iluminação LED com todas as suas vantagens associadas e antecipando os futuros sistemas de iluminação, será criado um candeeiro de secretária inteligente, proposto pela empresa Lightenjin, que proporcionará, através de uma interface tátil moderna, uma iluminação de interiores ergonómica e eficiente, com recurso ao ajuste da cor e fluxo luminoso emitidos. Espera-se desta forma responder às necessidades dos utilizadores, que são muitas vezes sujeitos a iluminação inadequada, introduzindo desde já os novos sistemas de iluminação LED.

1.2 Objetivos

Além de uma implementação funcional do referido candeeiro inteligente, é também objetivo da presente Dissertação fornecer uma revisão bibliográfica da área cien-

tífica que estuda a ergonomia da iluminação – a luminotecnica e do estado da arte e funcionamento da eletrónica utilizada neste trabalho.

No final, pretende-se obter um candeeiro protótipo que regule o seu fluxo luminoso emitido de acordo com as condições externas de iluminação, reduzindo o gasto de energia e aumentando a eficiência na iluminação e que possibilite também a variação da temperatura de cor emitida, de modo a proporcionar conforto consoante as tarefas a serem realizadas no espaço interior. Deverá possuir modos de funcionamento manuais e automáticos, com estes últimos a necessitarem de sensores de luz. Mais pormenores acerca das especificações do candeeiro serão apresentados nos capítulos respetivos.

1.3 Estrutura da Dissertação

A presente Dissertação começa com uma revisão bibliográfica numa Parte I, que servirá de suporte à implementação prática, porque, como já foi mencionado, aborda os conceitos básicos de fotometria e luminotecnica e explica o princípio de funcionamento dos diversos blocos do sistema.

Desta forma, é efetuada no Capítulo 2 uma introdução à importância da luz, com seguimento para o Capítulo 3, que explora a definição de luminotecnica e as métricas básicas de fotometria, que possuem uma importância basilar no entendimento de todo o trabalho.

Como um dos objetivos do candeeiro inteligente é fornecer uma iluminação ergonómica de interiores, será abordado o modo como esta iluminação deverá ser efetuada no Capítulo 4, o qual termina com um pequeno estudo acerca da eficiência energética que é possível obter com a regulação de fluxo luminoso.

O Capítulo 5 possui já uma abordagem às especificações do candeeiro e justifica muitas das escolhas efetuadas na Parte II, referente à implementação prática, além de apresentar o estado da arte e princípio de funcionamento dos blocos utilizados. Foi decidido que este ficasse na Parte I, pelo facto de ainda ser revisão bibliográfica.

A Parte II encontra-se dividida no Capítulo 6, que apresenta toda a implementação de *hardware* efetuada e no Capítulo 7, onde é descrita a implementação de *software*. Constituem ainda esta Parte II o Capítulo 8, com os resultados obtidos e o Capítulo 9, com as conclusões e trabalho futuro.

Parte I

Revisão Bibliográfica

2. A Luz

2.1 A Importância da Luz Natural e Artificial

A luz natural, que se define como a luz proveniente do Sol [1], tem uma importância vital na dinâmica dos ecossistemas terrestres. Dela dependem as reações químicas executadas por diversos organismos imprescindíveis à sua existência, bem como os seus comportamentos biológicos, como por exemplo a mudança de cor da pelugem da raposa do Ártico entre os meses quentes e frios, a qual permite a sua adaptação ao meio ambiente (figura 2.1) [2].



Figura 2.1 – Raposa do Ártico nos meses quentes e frios, respetivamente ([http://wild-facts.com/wp-content/\(...\)/ArcticFox.ashx_.jpg](http://wild-facts.com/wp-content/(...)/ArcticFox.ashx_.jpg) e [http://1.bp.blogspot.com/\(...\)/arctic-fox-canada.jpg](http://1.bp.blogspot.com/(...)/arctic-fox-canada.jpg), respetivamente)

A vida na Terra só é possível devido à existência de luz natural, ou de um modo mais geral, de radiação eletromagnética (ver subcapítulo 2.2). É a energia proveniente da radiação solar que permite a manutenção dos ciclos de matéria e de energia na Terra, ou seja, a existência das cadeias alimentares, das quais dependem os seres vivos.

À semelhança de um painel fotovoltaico, que a partir do efeito fotoelétrico converte energia luminosa em energia elétrica, as plantas utilizam também a radiação solar para, através da excitação de eletrões, converter energia luminosa em energia química útil à planta, no processo conhecido como fotossíntese. Com esta energia, a planta produz compostos orgânicos, que servem de alimento aos consumidores primários, os quais, por sua vez, servirão de alimento aos consumidores secundários, como os humanos. A matéria orgânica produzida por estes consumidores é absorvida pelos decompositores, como fungos e bactérias e transformada em matéria inorgânica, neces-

sária à fotossíntese das plantas. Desta forma, citando Lavoisier, “na natureza nada se perde, nada se cria, tudo se transforma”, ocorrendo o referido ciclo de matéria que leva à consequente existência de vida na Terra. O ciclo de energia ocorre também, já que é efetuada a transferência de energia entre os diversos seres vivos da cadeia alimentar, sendo que a maior parte dessa energia é perdida e não pode ser recuperada. Assim, as plantas têm um papel fundamental na reposição de energia na Terra, pois atuam como um transdutor, convertendo a energia proveniente do Sol em energia química, como já foi referido. Na figura 2.2 encontra-se a representação gráfica dos ciclos de matéria e de energia. O solo é o componente abiótico responsável pela acumulação de matéria inorgânica utilizada pelas plantas.

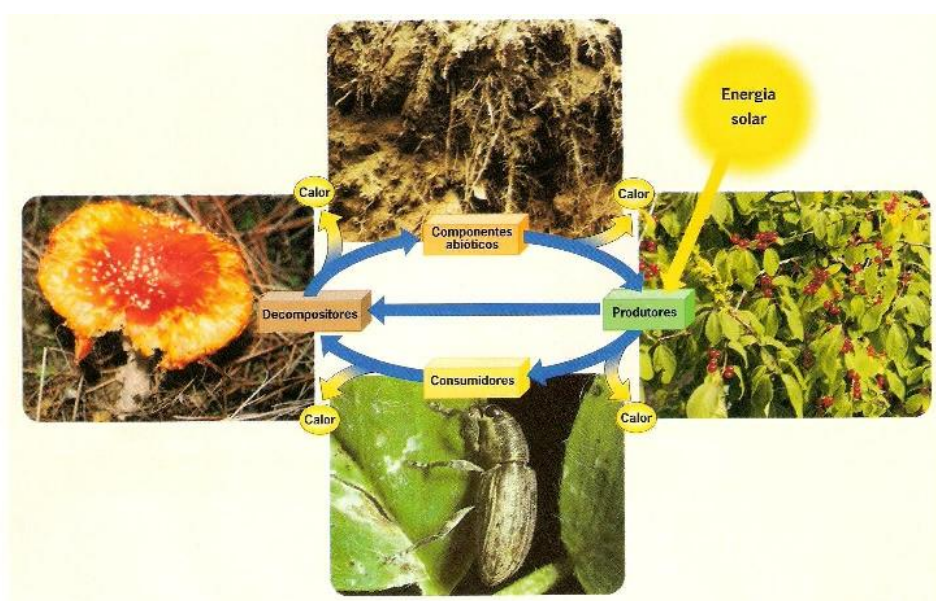


Figura 2.2 – Ciclos de matéria e de energia (Amparo Dias da Silva et al., *Planeta Vivo*, 1ª ed., Porto: Porto Editora, 2003.)

A luz artificial, que por definição é a luz que não é proveniente do Sol, mas sim de instrumentos produzidos pelo Homem [3], também tem importância, porque permitiu, na Pré-História, através da descoberta do fogo, que os hominídeos se defendessem de animais selvagens e socializassem entre si mais facilmente e nas idades mais recentes que se obtivesse maior conforto e visibilidade dentro dos edifícios, tornando possível a realização de tarefas que anteriormente só seriam exequíveis no período diurno. A iluminação pública artificial contemporânea permitiu ainda a saída de casa à noite de forma segura e a realização de eventos noturnos exteriores, o que não era possível na Idade Média, pois nesta altura apenas existia iluminação artificial dentro das casas.

Além do objetivo de iluminar, foi criado também o conceito de iluminação artística, que se baseia no controlo da intensidade luminosa, da cor emitida e da direção da luz, de modo a realçar a arquitetura interior ou exterior dos edifícios e a fazer despertar sensações nos observadores (figura 2.3). Este conceito de iluminação é bastante utilizado em locais como bares e edifícios públicos, bem como em programas televisivos, no cinema, no teatro e em espetáculos, de modo a que o espetador viva mais intensamente as sensações que se pretende despoletar. De um modo mais abrangente, hoje em dia, cada local tem uma iluminação própria adequada ao objetivo para o qual se destina, a qual pode ser artística ou não. Assim, a iluminação de um hospital, na qual se utiliza preferencialmente luz branca e com grande intensidade de modo a obter boa visibilidade, será diferente da iluminação de um bar, em que se utiliza luz colorida de baixa intensidade para dar a sensação de relaxamento, que por sua vez será diferente da iluminação utilizada nas habitações, de cor branca-amarela e com boa intensidade, a qual fornece a sensação de conforto.



Figura 2.3 – Cúpula de um centro comercial em Estocolmo, Suécia, com 500 LEDs RGB, construído de modo a atrair clientes do piso inferior para o piso superior do edifício

(http://www.lighting.philips.com/pwc_li/main/shared/assets/images/project/PUB/original/pub_3_hires.jpg)

A iluminação artificial, além da sua importância na sociedade, tem também desvantagens na sua utilização, pois é conhecida como provocadora de uma forma de poluição, designada por poluição luminosa. Este tipo de poluição pode ser definido de duas formas. Na primeira, para ambientes ao ar livre, define-se poluição luminosa como sendo uma alteração dos níveis de luz em relação aos seus níveis naturais, devido a fontes de luz produzidas artificialmente pelo Homem [4]. Este tipo de poluição tem consequências negativas nos ecossistemas, como por exemplo, o desaparecimento

de morcegos em áreas iluminadas à noite, na Grã-Bretanha, pelo facto de estes não conseguirem discernir quando é a melhor altura para caçarem, já que esperam pela ocorrência de uma escuridão razoável, que nunca chega a acontecer. Estes morcegos acabam por sair dos seus ninhos apenas quando se encontram esfomeados, o que não acontece numa altura em que a concentração de insetos no meio ambiente é ótima [5].

A segunda definição é semelhante à anterior, mas é válida para ambientes interiores [4]. Nela se encaixam ambientes interiores fracamente ou demasiado iluminados, que prejudiquem a saúde dos seres vivos presentes nesses ambientes, causando, por exemplo, má disposição ou fadiga. No entanto, também dentro desta definição, a iluminação artificial pode ser ainda prejudicial mesmo que os níveis de iluminação sejam corretos. À semelhança do referido anteriormente para os morcegos, também a saúde humana pode sofrer com a iluminação artificial, devido à alteração de certos parâmetros metabólicos do organismo. Um desses parâmetros é a concentração de melatonina, hormona responsável pela regulação do sono, a qual é produzida na permanência em ambientes escuros e que provoca sonolência. Ao existir claridade no período noturno provocada pela iluminação artificial, os níveis desta hormona descem, resultando em efeitos negativos para a saúde humana [8], já que esta hormona inibe o cancro, baixa os níveis de colesterol e tem ainda relações de benefício com doenças como esclerose múltipla, osteoporose relacionada com a menopausa, doenças coronárias, epilepsia entre outras. A melatonina é assim administrada para o tratamento destas enfermidades, ou em pacientes com distúrbios no sono, por exemplo, provocados por *jet lag* ou por trabalho por turnos [6].

Como será abordado em capítulos posteriores desta Dissertação, é a componente de cor azul da luz a principal responsável pela supressão da produção de melatonina, pelo que deve ser mantida em níveis de baixa luminosidade no período noturno [4].

2.2 O Espectro Eletromagnético

Na subsecção anterior distinguiu-se a iluminação natural da iluminação artificial, como sendo a primeira proveniente do Sol e a segunda oriunda de equipamentos produzidos pelo Homem. Esta distinção foi efetuada apenas com base na proveniência da luz visível, descartando a luz invisível ao olho dos seres vivos. Como esta última é também importante em projetos de iluminação, serão definidas nesta subsecção as no-

ções de luz visível e não visível como fazendo parte do conceito mais abrangente de espectro eletromagnético.

As ondas eletromagnéticas são produzidas sempre que os elétrons que orbitam nas camadas interiores de um átomo mudam o seu nível energético ou através de outras interações ao nível subatômico e são constituídas por dois campos ondulatórios perpendiculares entre si, de natureza elétrica e magnética, os quais oscilam à mesma frequência [7] (figura 2.4).

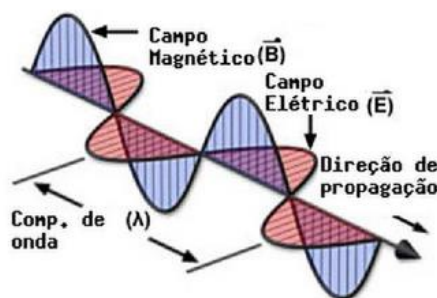


Figura 2.4 – Representação de uma onda eletromagnética transversal

(http://www.c2o.pro.br/automacao/figuras/onda_eleto_mag.png)

Estas ondas, que se propagam inclusivamente no vazio, podem também ser consideradas partículas, denominadas fótons, constituindo a dualidade onda-partícula, fenómeno físico ainda não completamente explicado.

A radiação eletromagnética é assim um conjunto de formas de energia, denominada energia radiante, cuja intensidade depende do seu comprimento de onda. Para altas frequências (e pequenos comprimentos de onda) tem-se uma alta energia, que corresponde à radiação gama e aos raios X que são perigosos para os seres vivos e não chegam a penetrar na atmosfera terrestre e para baixas frequências e grandes comprimentos de onda tem-se uma baixa energia, que corresponde às ondas rádio e micro-ondas. Todas estas frequências de luz não visível têm aplicações em diversas áreas, como por exemplo os raios gama e X na medicina, as ondas rádio e infravermelhos nas comunicações e as micro-ondas na culinária. Às médias frequências, entre cerca dos 400 nm e 700 nm, encontra-se a zona do espectro eletromagnético de luz visível [7] (figura 2.5).

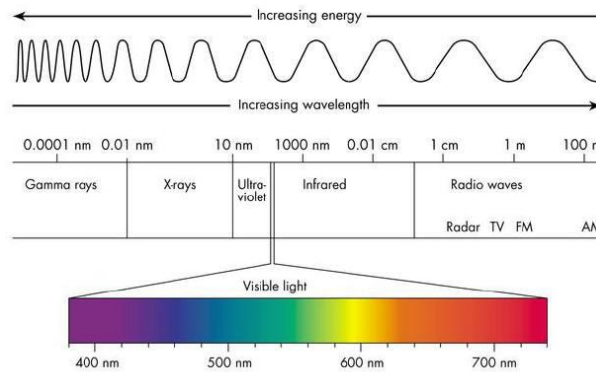


Figura 2.5 – Espectro eletromagnético (http://94fordham.wikispaces.com/file/view/em_spectrum.jpg/244287321/em_spectrum.jpg)

A energia radiada por uma fonte pontual propaga-se em todas as direções de forma esférica. Desta forma, a densidade da radiação emitida diminui com o inverso do quadrado da distância, devido à relação com a fórmula da área de uma esfera dada por $A = 4\pi r^2$, em que r é o raio da esfera. A energia que passa por uma área A a uma distância r será assim o quádruplo da energia que passa pela mesma área A a uma distância $2r$ da fonte e será 9 vezes maior do que a energia que passa pela mesma área A a uma distância $3r$ da fonte (figura 2.6) [7].

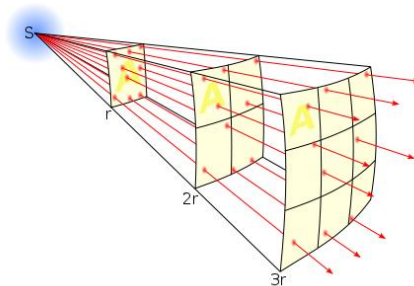


Figura 2.6 – Ilustração da emissão de radiação eletromagnética por uma fonte pontual

(http://en.wikipedia.org/wiki/File:Inverse_square_law.svg)

O conceito de espectro eletromagnético será largamente utilizado ao longo da presente Dissertação, pois possui uma importância muito elevada em luminotecnia.

2.3 História Geral da Iluminação Artificial

A iluminação artificial criada pelo Homem possui já uma longa história, existindo desde os primórdios da existência humana, como já foi anteriormente referido e foi quase sempre efetuada com base na combustão de materiais. Apenas muito recentemente, com o advento da lâmpada e da energia elétrica em finais do século XIX, é que a iluminação artificial passou a ser efetuada com base nesta. A evolução dos aparelhos de iluminação é descrita nesta subsecção, a qual culmina na época contemporânea, com a invenção de lâmpadas elétricas cada vez mais eficientes, como os LEDs – *Light Emitting Diodes*.

O primeiro dos instrumentos utilizados pelo Homem para produzir iluminação artificial terá sido a tocha feita de vides de madeira, aquando da descoberta do fogo, provavelmente por acidente, por volta de 400.000 a.C..

Em cerca de 13.000 a.C., foi inventada a lamparina ou candeia, construída em rocha ou com outros materiais que ocorrem naturalmente na Natureza, altura em que se começou a utilizar a gordura como material combustível (figura 2.7). A chama era produzida com um pavio de fibra [8].



Figura 2.7 – Lamparina de arenito encontrada nas grutas de Lascaux, França, com cerca de 20 cm de comprimento, de cerca de 17.000 a.C.

(http://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/7/71/Lampe_a_graisse_-_Lascaux.jpg)

Por volta de 5.000 a.C. começaram-se a utilizar animais como peixes e pássaros com alto teor de óleo nos tecidos como o salmão, para produzir fontes de luz. No Japão, utilizavam-se também conjuntos de pirilampos engaiolados que funcionavam como candeeiros através da sua capacidade de produzir luz, conhecida por bioluminescência.

Seguiu-se a utilização de todo o tipo de óleos animais e vegetais, como o azeite, nas lamparinas, em cerca de 3.000 a.C., já na altura dos impérios do Antigo Egípcio e da

Mesopotâmia. O uso destas substâncias que serviam também de alimento ao ser humano levou a que apenas os mais abastados as utilizassem para iluminação.

Em cerca de 600 a.C. os Gregos trouxeram uma inovação às candeias a óleo da altura, através do início da sua construção em cerâmica, com recurso a moldes e rodas de oleiro, o que permitiu um elevado volume de produção e exportação por este povo, devido à facilidade de fabrico. Estas lamparinas foram evoluindo e posteriormente começaram a ser construídas com um reservatório fechado, o qual impedia que eventuais derrames de óleo ocorressem com facilidade e que os ratos e insetos tivessem contato com o mesmo. Eram também formas de expressão artística dos artesãos da época (figura 2.8) [8].



Figura 2.8 – Lamparina a óleo grega de cerca de 700 a.C. (<http://historicconnections.webs.com/oillamps.htm>)

Posteriormente, por volta de 100 d.C. foram inventadas as lanternas construídas a partir dos chifres do gado, ao que se seguiu em cerca de 400 d.C. a invenção da vela produzida com cera de abelhas, a qual por ser dispendiosa, era apenas utilizada principalmente em igrejas cristãs (figura 2.9). O povo utilizava velas produzidas a partir de sebo, mais acessível [8].



Figura 2.9 – Velas de cera de abelhas encontradas a Norte dos Alpes, na Alemanha, com cerca 2 a 3 dm, datadas de 600/700 d.C. (http://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/a/a8/Candles_Oberflacht.jpg)

Nos séculos que se seguiram ocorreram várias descobertas e inovações relacionadas com a luz, como por exemplo em 1540 a utilização de filtros em espetáculos que permitiam dar cores à luz [9], entre outras inovações relacionadas com o espetáculo [8]; em 1666 os estudos de Isaac Newton acerca do espectro visível, além de descobertas por outros cientistas relacionadas com a polarização da luz; em 1790 uma inovação do candeeiro a óleo, que ficou conhecida pelo nome de “*Betty Lamp*” e em 1800 a descoberta da radiação infravermelha, seguida em 1801 pela descoberta da radiação ultravioleta (UV) [8][9].

No entanto, a verdadeira revolução na iluminação artificial apenas se iniciou em 1792 com a invenção das lâmpadas a gás pelo escocês William Murdoch, embora o conhecimento do potencial de iluminação do gás já fosse anteriormente conhecido [10]. Esta invenção, além de permitir iluminação de interiores como teatros, para os quais trazia inovações como a possibilidade de regular facilmente o fluxo luminoso [8], permitiu também que fosse efetuada a iluminação de rua, através da colocação de candeeiros em muitas cidades britânicas, como Londres e Manchester e alastrando-se a todo o Mundo ao longo do século XIX, tornando célebres os acendedores de candeeiros (figura 2.10).



Figura 2.10 – Acendedor de candeeiros no Terreiro do Paço, Lisboa, no século XIX (Arquivo Municipal de Lisboa)

No mesmo período temporal da criação e expansão da iluminação a gás, ocorreram também invenções ainda com maior importância, já com base na utilização da eletricidade, a qual também teve nesta altura um profundo desenvolvimento, com as contribuições de Volta, Ampère, Ohm, Faraday, Maxwell, entre outros.

Em 1808 [11], Sir Humphry Davy cria a lâmpada de arco voltaico, a primeira lâmpada elétrica e precursora das lâmpadas de descarga, cujo princípio de funcionamento

se baseava na utilização de duas barras de carbono independentes e muito próximas uma da outra, que produziam entre elas um arco elétrico através da vaporização do carbono, quando aplicada uma diferença de potencial nas mesmas (figura 2.11).



Figura 2.11 – Arco elétrico produzido por duas hastes condutoras muito próximas uma da outra (http://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/f/f8/Lichtbogen_3000_Volt.jpg)

À semelhança do verificado nas lâmpadas de descarga, este arco elétrico consistia em plasma obtido a partir da ionização do gás existente na fenda das duas barras, que podia ser ar ou outro, a qual só era conseguida através da aplicação inicial de uma grande diferença de tensão, embora esta fosse reduzida porque se aproximavam primeiramente as duas barras, de modo a minimizar o comprimento da fenda.

No entanto, embora a invenção deste tipo de lâmpada tenha sido efetuada em 1808, foi apenas na segunda metade do século IXX que a sua comercialização se tornou viável e competitiva, depois de um longo desenvolvimento em dínamos de corrente constante e outras tecnologias de apoio à operação destas lâmpadas, efetuado por várias empresas entretanto criadas. De todas estas empresas, a Thomson-Houston tornou-se dominante em 1890, depois de uma longa disputa pelo monopólio.

Ainda no século IXX e ao mesmo tempo dos desenvolvimentos na iluminação com a lâmpada de arco elétrico, foram também efetuadas pesquisas, inclusivamente por Sir Humphry Davy, para se obter luz a partir do aquecimento de um filamento, num processo conhecido por incandescência. Em 1879 é desenvolvida nos EUA a primeira lâmpada de incandescência comercialmente viável, por Thomas Edison (figura 2.12) [11].



Figura 2.12 – Réplica da primeira lâmpada incandescente criada por Edison

(<http://www.sciencemuseum.org.uk/images/I052/I0319843.aspx>)

Em 1889, Edison criou a Edison General Electric Company, companhia resultante da agregação de várias empresas relacionadas com o fabrico de produtos elétricos. Como a empresa de Edison detinha várias patentes importantes, mas a Thomson-Houston era também detentora de outras patentes com relevância, as duas companhias juntaram-se em 1892, porque ambas não conseguiam avançar no desenvolvimento dos seus produtos individualmente sem a posse de patentes alheias. Seguiu-se a disputa pelo mercado entre a empresa de Edison, que utilizava corrente contínua e a sua grande concorrente na altura que reclamava a corrente alternada como sendo a melhor forma de distribuição de energia [11]. Como é sabido nos dias de hoje, devido às suas vantagens como facilidade de transformação de tensão, que resulta em menores perdas e facilidade na obtenção de DC a partir de AC, a corrente alternada tornou-se o meio principal de distribuição de eletricidade no Mundo. As lâmpadas de arco voltaico tornaram-se obsoletas e são utilizadas hoje em dia apenas em aplicações específicas.

Ao longo do século XX foram inventados e desenvolvidos diversos tipos de lâmpadas, baseados em tecnologias diferentes, como as de mercúrio, de sódio e fluorescentes, todas de descarga e as de halogéneo, que são incandescentes. Os LED foram inventados nos anos 60 e tornaram-se recentemente importantes competidores das lâmpadas fluorescentes compactas, estas últimas apresentadas como alternativa às lâmpadas incandescentes, pela sua elevada eficiência, mas com problemas como durabilidade inferior ao geralmente anunciado e utilização de mercúrio, substância altamente nociva para o ambiente e utilizadores. No subcapítulo 5.2 encontra-se uma descrição mais pormenorizada acerca dos tipos de lâmpadas recentes com maior relevância no âmbito da presente Dissertação.

3. Luminotecnia

Segundo [12] define-se luminotecnia como sendo o “conjunto das técnicas e dispositivos de iluminação aplicados a espetáculos teatrais ou musicais, programas televisivos, etc.”. Esta área do conhecimento, relacionada com a ótica, procura deste modo garantir a qualidade da iluminação tanto em espaços interiores, como em espaços exteriores, adequando-a às tarefas que serão realizadas nestes espaços e servindo os seus propósitos.

Para atingir os seus objetivos, a luminotecnia utiliza conceitos de fotometria, que derivam de radiometria, que por sua vez se define como o conjunto de técnicas e grandezas utilizadas para medir a energia radiante, proveniente de ondas eletromagnéticas visíveis e não visíveis. A definição de fotometria é semelhante, mas nesta as grandezas de radiometria são ponderadas de modo a considerarem a percepção do olho humano à luz, isto é, descartam o espectro eletromagnético não visível. Assim, para cada métrica de fotometria existe uma métrica de radiometria associada [13].

Neste capítulo serão abordados os conceitos básicos de fotometria, fundamentais à luminotecnia, começando pelo modo de obtenção das grandezas fotométricas a partir das grandezas radiométricas.

3.1 Medidas Fundamentais de Fotometria

3.1.1 Curva de Sensibilidade do Olho

Para se obter as unidades de fotometria discriminadas nos subcapítulos seguintes, utiliza-se um modelo estandardizado pela *Commission Internationale de l'Éclairage* (CIE), denominado Curva de Sensibilidade do olho humano ou Função de Luminosidade, a qual apresenta de maneira relativa, a sensibilidade do olho humano aos comprimentos de onda do espectro de radiação visível (figura 3.1).

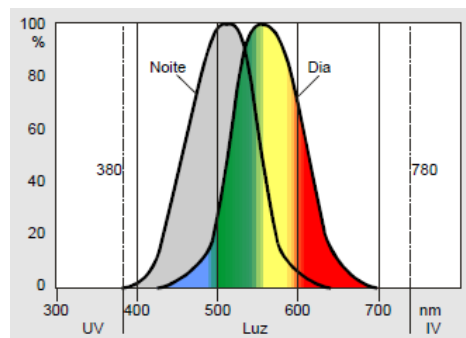


Figura 3.1 – Curvas de Sensibilidade para condições de baixa e elevada luminosidade (não mostrado: a curva de baixa luminosidade é maior do que a de elevada luminosidade) ([17])

Como é mostrado na figura 3.1, a curva de sensibilidade depende das condições de luminosidade em que o olho se encontra, movendo-se em sentido decrescente dos comprimentos de onda com a diminuição de luminosidade, devido à atuação de dois tipos de células do olho diferentes, os quais permitem a adaptação da visão às condições existentes. Para situações de elevada luminosidade (acima de 3 cd/m^2 e sensivelmente a partir do crepúsculo) a pupila encontra-se fracamente dilatada e a imagem é focada dentro do olho na região central da retina, a fóvea, onde se encontram células sensoriais denominadas cones, responsáveis pela visão de grande luminosidade, chamada visão fotópica. Quando a luminosidade existente é muito fraca (abaixo de $0,01 \text{ cd/m}^2$ e aproximadamente a partir da luz da lua não cheia), a pupila sofre uma grande dilatação e a imagem é focada numa área maior da retina, na qual existem as chamadas células bastonete, responsáveis pela visão em condições de quase escuridão, denominada visão escotópica. A transição entre visão fotópica e visão escotópica não é discreta mas sim contínua, pelo que para condições de luminosidade média, ambos os tipos de células trabalham ao mesmo tempo, resultando numa visão intermédia, designada visão mesópica, que corresponde ao conjunto de curvas de sensibilidade intermédias não mostradas na figura 3.1 (na figura 3.3 é mostrada uma curva de sensibilidade intermédia a verde) [14]. De acordo com [14], este último tipo de visão pode ainda ser dividido em dois tipos intermédios, denominados baixa visão mesópica, que se encontra na região entre $0,01 \text{ cd/m}^2$ e $1,495 \text{ cd/m}^2$ e alta visão mesópica, que pertence ao intervalo de $1,495 \text{ cd/m}^2$ a 3 cd/m^2 , regiões que correspondem às luminosidades da lua cheia e da chama de uma vela (cd/m^2 são as unidades de luminância, métrica que será apresentada nas subsecções seguintes).

Como se pode observar na figura 3.1, em condições de visão fotópica o olho humano apresenta o máximo de sensibilidade à cor amarelo-verde, correspondente ao comprimento de onda de 555 nm. Neste tipo de visão as cores são facilmente distinguidas, porque são os cones os responsáveis pela sensibilidade do olho, o que não acontece em condições escotópicas, pois os bastonetes não têm capacidade de percepção de cores [14]. Desta forma, ao diminuir continuamente a luminosidade, a percepção das cores é alterada, diminuindo nos tons amarelo-vermelho e aumentando nos tons azul [15], até se tornar impossível a diferenciação das cores, na visão puramente escotópica, cujo pico se encontra no comprimento de onda de 507 nm [14] (figuras 3.1 e 3.2).

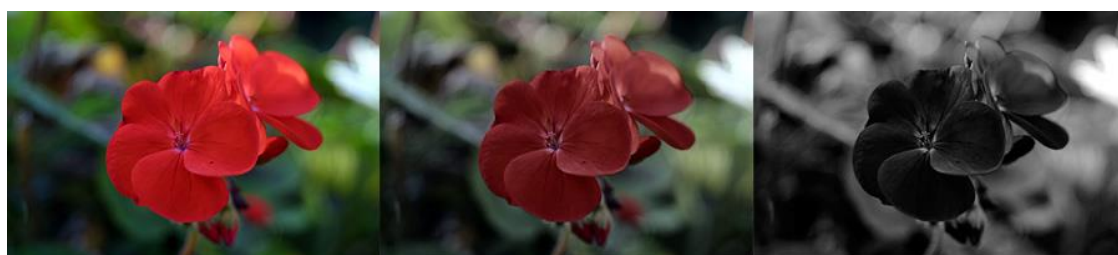


Figura 3.2 – Simulação da variação de sensibilidade das cores do olho humano para visões fotópica, mesópica e escotópica, respetivamente (adaptado)

http://en.wikipedia.org/wiki/File:Red_geranium_photoic_mesopic_scotopic.jpg

A visão escotópica proporciona no entanto muito maior sensibilidade e contraste do que a visão fotópica, motivo pela qual fontes de luz parecem mais brilhantes em condições de iluminação muito fraca [13], devido a um aumento do pico de sensibilidade das curvas de luminosidade para comprimentos de onda menores (o aumento do pico não é mostrado na figura 3.1, mas sim na figura 3.3). Ao deslocamento do máximo de sensibilidade de acordo com as condições de luminosidade dá-se o nome de Efeito de Purkinje [14].

3.1.2 Fluxo Luminoso

Depois de apresentada a curva de sensibilidade do olho humano para diferentes condições de iluminação, será agora apresentado o conceito de fluxo luminoso, cuja unidade de medida SI (Sistema Internacional) é o lúmen (lm).

Como já foi anteriormente referido todas unidades de radiometria têm um equivalente em fotometria. O equivalente da métrica de fluxo luminoso é a de fluxo radiante,

a qual mede em watts o fluxo energético emitido por uma fonte de radiação eletromagnética. Como em fotometria apenas é importante medir a quantidade de radiação visível emitida por uma fonte luminosa, de acordo com a percepção do olho humano, é necessário pesar a métrica de fluxo radiante com a função de luminosidade mostrada na subsecção 3.1.1, para obter a métrica de fluxo luminoso emitido por uma fonte [13]. Desta forma, o fluxo luminoso Φ será dado pela equação (3.1) [16].

$$\Phi = 683 \text{ lm/W} \int_0^\infty V(\lambda) J(\lambda) d\lambda \quad \text{lm} \quad (3.1)$$

Em que $J(\lambda)$ é função de distribuição espectral do fluxo radiante em W, $V(\lambda)$ a função de luminosidade do olho humano, que como já foi mostrado na figura 3.1 varia entre 0 e 1 (é adimensional) e a constante 683 lm/W, o pico de eficácia luminosa da mesma função em condições de visão fotópica, ou seja, nos 555 nm [13]. Como normalmente estão presentes vários comprimentos de onda em vez de um, ou seja, a radiação não é monocromática, pode ser necessário integrar as funções que dependem do comprimento de onda.

Exemplificando, se a radiação emitida por uma fonte for monocromática, com comprimento de onda igual a 555 nm e esta fonte emitir 1 W de fluxo radiante, $V(555 \text{ nm})$ será também igual a 1, já que nos encontramos no máximo de sensibilidade para visão fotópica e consequentemente $\Phi = 683 \text{ lm}$. Este valor é, como já foi referido, o pico de eficácia luminosa que é possível obter, ou seja, qualquer para fonte que emita 1 W de radiação eletromagnética, 683 lm serão perceptíveis no máximo pelo olho humano e apenas caso $\lambda = 555 \text{ nm}$, já que se λ for diferente deste valor, a eficácia luminosa diminui, o que resulta na diminuição do fluxo luminoso perceptível para a mesma potência de radiação.

As definições de fluxo luminoso e de outras métricas são apenas expressas para a visão fotópica, motivo pela qual se utiliza o valor de 683 lm/W em (3.1) [13]. Desta forma, se se estiver em condições de visão escotópica ou mesópica é conveniente utilizar as curvas respetivas, assim como os máximos de eficácia luminosa respetivos, mostrados na figura 3.3 [14].

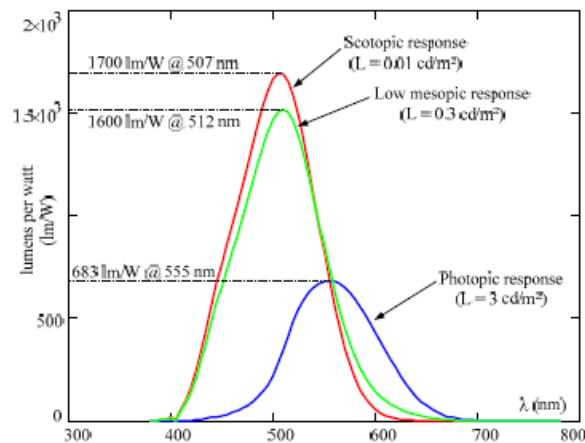


Figura 3.3 – Funções de luminosidade para vários tipos de visão ([14])

3.1.3 Intensidade Luminosa

Para definir intensidade luminosa, será primeiro necessário apresentar a definição de ângulo sólido, medido em esterradiano, pois a unidade de medida SI de intensidade luminosa é a candela (cd), que é equivalente a lm/sr , em que sr significa esterradiano.

Desta forma, define-se esterradiano como sendo o ângulo sólido com vértice no centro de uma esfera que produz uma área de r^2 quando intersesta a sua superfície, em que r é o raio da esfera (figura 3.4). Desta definição resulta a fórmula para cálculo do ângulo sólido $\theta = A/r^2$, em que A é a área referida, a qual resulta em $\theta = 1 \text{ sr}$, se $A = r^2$. Como qualquer esfera possui uma área esférica de $4\pi r^2$, terá também $\theta = 4\pi \text{ sr} \approx 12,57 \text{ sr}$.

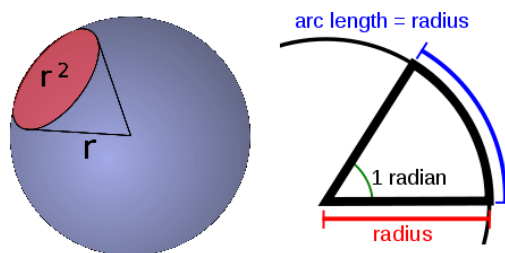


Figura 3.4 – Analogia na definição de esterradiano com radiano; à esquerda, uma esfera com 1 sr definido; à direita, uma circunferência com 1 rad definido (<http://en.wikipedia.org/wiki/File:Steradian.svg> e

http://en.wikipedia.org/wiki/File:Radian_cropped_color.svg, respetivamente)

Em fotometria, a utilização de esterradianos na métrica de intensidade luminosa acrescenta uma componente de direção, não presente na de fluxo luminoso. Para o seu cálculo é necessário conhecer em quantos esterradianos a luz é emitida e utilizar este valor como divisor do valor de fluxo luminoso emitido, o que corresponde a dividir a equação (3.1) pelo número de esterradianos, de modo a obter candelas.

Exemplificando, sabe-se que uma vela emite aproximadamente 12,6 lm. Como a emissão é normalmente efetuada em todas as direções, isto é, isotropicamente, emitirá numa superfície esférica de $4\pi r^2$, que como já se verificou corresponde a aproximadamente 12,57 sr. Uma vela irradiará portanto $12,6 \text{ lm} / 12,57 \text{ sr} \approx 1 \text{ cd}$ de intensidade luminosa.

Ainda considerando este exemplo, se se colocar um refletor perfeito junto à vela de modo a que toda a radiação seja emitida para uma semiesfera com metade do volume de uma esfera, ou seja, com $2\pi \text{ sr}$, obtém-se uma intensidade luminosa de $12,6 \text{ lm} / (2\pi \text{ sr}) = 2 \text{ cd}$, pois o mesmo fluxo luminoso está agora a ser emitido para metade da área anterior (figura 3.5) [13].

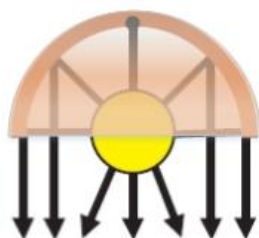


Figura 3.5 – Refletor perfeito colocado junto a uma fonte de luz, permitindo que esta apenas irradie num ângulo de cerca de 6,28 sr ($2\pi \text{ sr}$) (adaptado) (Philips, “Guia de Iluminação”, 2005)

A radiação emitida por uma fonte de luz apenas possui de facto o fluxo luminoso por esterradiano calculado, correspondente à intensidade luminosa, caso a radiação se distribua uniformemente pela área considerada. Caso tal não se verifique o cálculo da intensidade luminosa exprime um valor médio de fluxo luminoso por esterradiano, pois o fluxo luminoso será diferente com a direção escolhida, ou então o mesmo cálculo da intensidade luminosa não será constante em todas as direções, podendo-se neste caso obter as denominadas Curvas de Distribuição Luminosa, habitualmente normalizadas a 1000 lm (figura 3.6) [17].

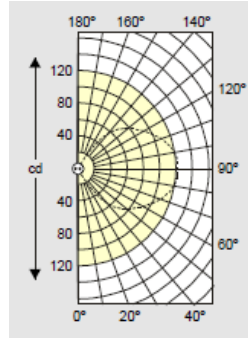


Figura 3.6 – Curva de Distribuição Luminosa não normalizada para uma fonte de luz ([17])

É ainda possível obter um dado ângulo em esterradianos a partir de um ângulo plano, através da fórmula $\Omega = 2\pi (1 - \cos \theta)$ sr, o que é útil em situações em que se define o ângulo de radiação (tradução livre de *beam angle*), que corresponde ao ângulo em que a intensidade luminosa desce 50% em relação à intensidade luminosa máxima (figura 3.7) [13].

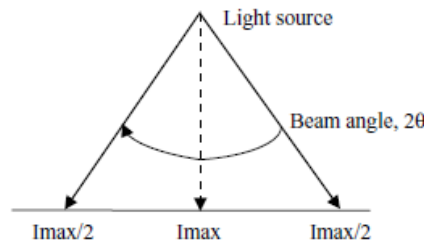


Figura 3.7 – Definição de ângulo de radiação; I é a intensidade luminosa ([13])

3.1.4 Iluminância

Depois de apresentados os conceitos de fluxo luminoso e intensidade luminosa, será agora definido o conceito de iluminância, que é de grande importância para projetos de luminotecnica.

No sistema métrico de unidades, a iluminância mede a quantidade de fluxo luminoso ϕ em lúmens emitido por uma fonte que atinge uma determinada área A em metros quadrados a uma dada distância desta fonte, da qual resulta que $\phi \text{ lm} / A \text{ m}^2 = E$ lux (lx), que é a medida da iluminância.

Tomando novamente o exemplo anterior da vela e assumindo que a mesma emite de modo uniforme (isotropicamente) 12,6 lm, sabe-se que a área atingida por este flu-

xo luminoso a uma distância de 2 metros será a área de uma esfera, dada por $A = 4\pi \cdot 2^2 = 16\pi \text{ m}^2$. A iluminância será dada por $E = 12,6/(16\pi) \approx 0,25 \text{ lx}$ [13]. Se a distância duplicar para 4 metros, a iluminância virá $E = 12,6/(4\pi \cdot 4^2) \approx 0,063 \text{ lx}$, valor que é o um quarto do anterior e mostra que a iluminância diminui de acordo com a lei dos quadrados inversos, de acordo com o já explicado no capítulo 2. Para fontes de luz que não emitem radiação de maneira uniforme, como a apresentada na figura 3.6, o cálculo é mais complexo [13].

É ainda possível calcular o valor de iluminância numa área infinitesimal dA do espaço, ou seja, num ponto T, a uma dada distância r em metros de uma fonte luminosa S. Para isso, de acordo com [18], um ângulo sólido infinitesimal $d\Omega$ pode ser dado pela seguinte expressão, em que r , além de ser a distância já referida, é também o raio da esfera onde se encontra inserido o ângulo sólido.

$$d\Omega = \frac{dA}{r^2} \quad (3.2)$$

Esta expressão só é válida caso a normal de dA se encontre na mesma direção do segmento de reta ST que une a fonte luminosa S ao ponto T. Se tal não se verificar, existirá um ângulo θ formado entre a normal de dA e a reta ST (figura 3.8).

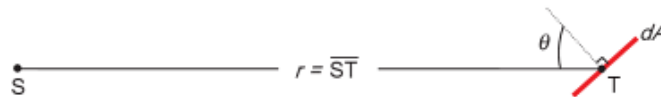


Figura 3.8 – Ilustração do ângulo formado pela área infinitesimal dA em relação a ST ([18])

A equação (3.2) virá então:

$$d\Omega = \frac{dA \cdot \cos \theta}{r^2} \quad (3.3)$$

Partindo agora da expressão já mencionada da iluminância, obtém-se a fórmula que permite calcular a iluminância em qualquer ponto do espaço, de acordo com a lei dos quadrados inversos [18]:

$$E = \frac{d\Phi}{dA} = \frac{d\Phi \cdot \cos \theta}{r^2 d\Omega} = \frac{I \cdot \cos \theta}{r^2} \quad lx \quad (3.4)$$

Na obtenção desta expressão (3.4) utilizou-se (3.3) em ordem a dA , seguindo-se a substituição de $d\phi/d\Omega$ por intensidade luminosa I , por definição. Desta forma, utiliza-se a intensidade luminosa em candelas e não o fluxo luminoso em lúmens na equação (3.4), para obter um resultado de iluminância em $lux = lm/m^2$.

Finalmente, caso o ponto T esteja situado num plano horizontal em relação à fonte luminosa S, como mostra a figura 3.9, o ângulo θ , além de ser o ângulo formado pela área dA com o segmento de reta ST , é também o ângulo formado pelo mesmo segmento ST com a reta cuja altura é h .

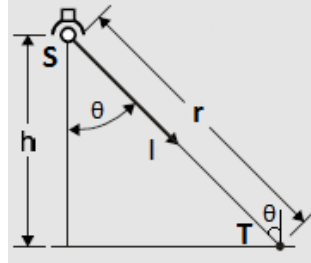


Figura 3.9 – Ilustração da igualdade entre ângulos θ em pontos diferentes (adaptado) ([17])

Nestas circunstâncias, sabe-se que $r = h/\cos \theta$ e substituindo em (3.4), obtém-se:

$$E = \frac{I \cdot \cos^3 \theta}{h^2} \quad lx \quad (3.5)$$

A qual é uma expressão alternativa para o cálculo da iluminância, com base na altura h e no ângulo θ [17].

Como já foi referido, a medida de iluminância é muito utilizada em luminotecnia, pois permite saber a densidade de fluxo luminoso incidente numa dada área, como por exemplo uma secretária de trabalho, o que é importante para adaptar a iluminação às necessidades das tarefas a serem realizadas. A medição experimental de iluminância (em $lux = lumen/m^2$) é ainda mais facilmente efetuada do que a medição de intensidade luminosa (em candelas = $lumen/sr$), pois o princípio de operação dos detetores baseia-se na medida do fluxo luminoso (em lúmens) que incide na sua área de medida, dividido por esta área de medida, que é conhecida [18].

Como última nota, fazendo referência à figura 2.6 que apresenta a radiação visível e não visível emitida por uma fonte S e supondo que o cone mostrado tem 1 sr, verifica-se que a qualquer distância de S a intensidade luminosa é sempre constante, pois a energia que passa pelo esterradiano é sempre a mesma; mas a iluminância diminui com a distância, pois a mesma energia vai passando por uma área cada vez maior.

3.1.5 Luminância

A métrica de luminância é uma medida da percepção ao olho humano da quantidade de brilho de uma dada superfície que reflete luz, razão porque é utilizada, por exemplo, na medição do brilho emitido por ecrãs de computador. É definida como sendo a intensidade luminosa que a superfície emite por metro quadrado, em cada esterradiano, ou seja, é o quociente entre a intensidade luminosa pela área, cuja unidade de medida é o cd/m^2 [13].

A área considerada não é no entanto a área da superfície em causa, mas sim a denominada “área aparente”, a qual está relacionada com o ângulo de visão do observador (figura 3.10) [17].

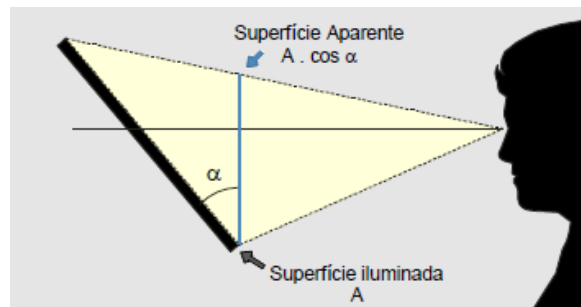


Figura 3.10 – Relação entre a área da superfície iluminada e a área aparente (adaptado) ([17])

Desta forma, a luminância L pode ser calculada pela seguinte expressão, em que I é a intensidade luminosa em candelas e $A \cdot \cos \alpha$ é a área em m^2 da superfície aparente:

$$L = \frac{I}{A \cdot \cos \alpha} \quad \text{cd/m}^2 \quad (3.6)$$

A equação (3.6) mostra que a luminância depende da intensidade luminosa radiada, da área da superfície, mas também do ângulo de observação.

Como a intensidade luminosa não é, como já foi mencionado, fácil de medir, existe uma expressão alternativa, baseada no coeficiente de reflexão ρ de uma dada superfície, que por definição é o quociente entre o fluxo luminoso refletido e o fluxo luminoso incidente, ou seja, $\rho = \varphi_R/\varphi_I$, cujos valores típicos para um vasto conjunto de materiais se encontram tabulados. A equação é apresentada a seguir, em que E é o valor de iluminância, de fácil medição, que atinge a superfície [17].

$$L = \frac{\rho \cdot E}{\pi} \quad \text{cd/m}^2 \quad (3.7)$$

3.2 Outras Medidas Importantes em Luminotecnia

3.2.1 Temperatura da Cor

A cor emitida por uma fonte de luz ou presente noutros sistemas que utilizam cor, como a imprensa, pode ser definida segundo duas coordenadas X e Y normalizadas, no diagrama de cor criado pela CIE em 1931. Existe ainda uma terceira componente que juntamente com estas duas forma o sistema de cores RGB, mas que não é utilizada no referido diagrama, porque é função das coordenadas X e Y. Neste diagrama estão representados os tons monocromáticos nos seus limites laterais e superior, cujos comprimentos de onda se encontram assinalados em nanómetros na figura 3.11 e no seu interior encontra-se a combinação das três cores RGB em quantidades variáveis (definidas segundo duas coordenadas apenas), onde existe também um ponto em que a cor é totalmente branca, porque resulta de uma adição equitativa dos três tons [13][19].

Como as lâmpadas utilizadas em iluminação emitem toda luz branca, que se aproxima do branco-alaranjado ou do branco-azulado, é utilizado como referência para a representação da sua cor no diagrama da CIE, o denominado corpo negro, que é uma entidade física ideal cujas propriedades são aproximadas pelo Sol e pelas lâmpadas de incandescência, entre outros e que radia cores diferentes, consoante a temperatura a que se encontra. As cores emitidas por este corpo podem ser representadas no diagrama da CIE (figura 3.11) variando a temperatura do mesmo expressa em Kelvin, numa linha chamada *Planckian Locus* e têm todas o mesmo aspeto de luz branca ala-

ranjada ou azulada que caracteriza as lâmpadas de iluminação e outras fontes de luz como Sol.

Caso a cor das fontes de luz consideradas não se encontre exatamente num dos pontos da linha de Planck, mas esteja numa vizinhança desta, é ainda possível relacioná-la com as cores do corpo negro, passando-se então a denominar *Correlated Color Temperature* (CCT) à cor em questão [13].

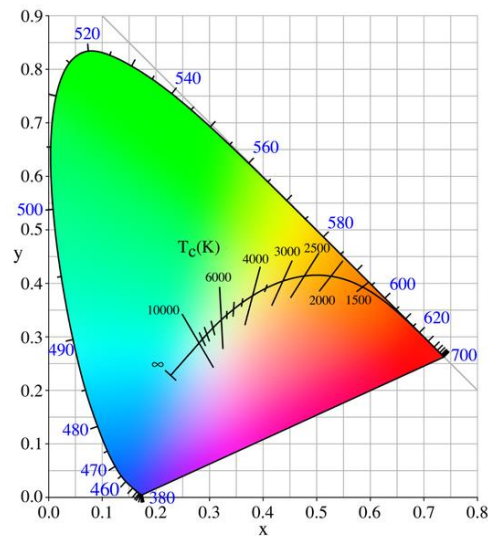


Figura 3.11 – Diagrama de cor da CIE de 1931, com o *Planckian Locus* e linhas de CCT perpendiculares a este (altamente saturado para melhor percepção das cores [13])

(<http://en.wikipedia.org/wiki/File:PlanckianLocus.png>)

A cor da luz emitida por uma lâmpada pode ser, desta forma, expressa em termos de temperatura da cor, devendo-se utilizar o termo CCT em iluminação, por ser normalmente a medida de cor mais exata, em vez de apenas *color temperature*.

Para ajudar os consumidores na compra de lâmpadas fluorescentes para iluminação artificial (e mais recentemente na compra de LED), o *American National Standards Institute* (ANSI) definiu intervalos para a CCT da luz emitida e deu nomes esclarecedores a estes, como “*warm white*” para baixas temperaturas e luz mais alaranjada e “*cool white*” para temperaturas mais elevadas e luz mais branca-azulada. No caso dos LED, o ANSI definiu também valores de CCT nominais [13]. Na figura 3.12 é mostrada uma escala de CCT.

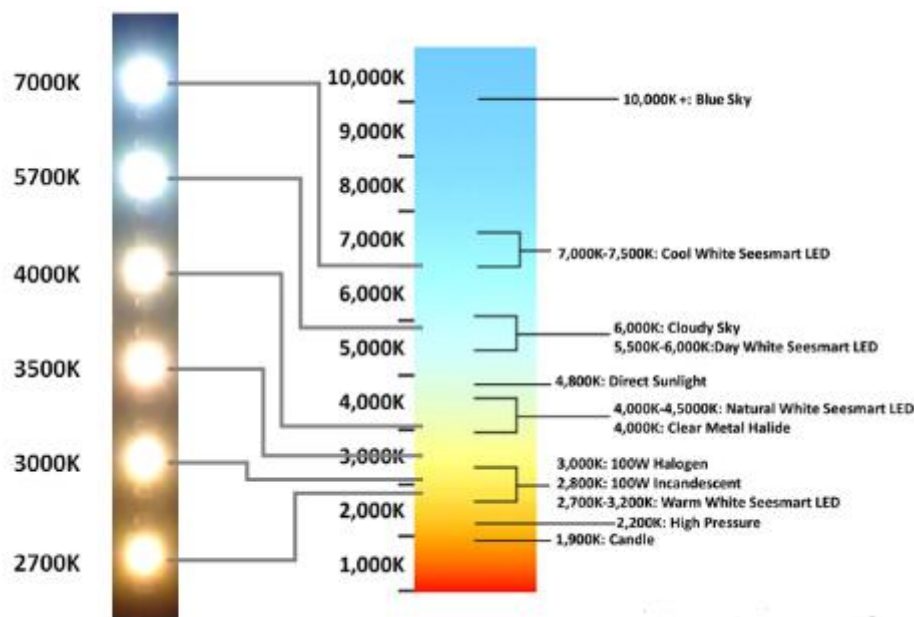


Figura 3.12 – Aspeto e escala das CCT com vários exemplos de valores típicos (adaptado)
(http://www.seesmartled.com/kb/choosing_color_temperature.php)

3.2.2 Índice de Restituição de Cores (IRC ou R_a)

Independentemente da CCT emitida por uma lâmpada, esta pode ser também classificada de acordo com a sua capacidade de restituir as cores naturais dos objetos que ilumina através da métrica de Índice de Restituição de Cores.

Este índice pode variar entre 0 e 100%, correspondendo este último valor ao IRC de um corpo negro. Para a sua determinação são utilizadas 8 cores *standard* do sistema de cores Munsell, semelhantes às cores do dia-a-dia, as quais são iluminadas com a radiação de um corpo negro aproximado, como uma lâmpada de incandescência e seguidamente com a luz da lâmpada sob teste. Comparando a diferença entre as cores obtidas para esta última e para o corpo negro aproximado, obtêm-se 8 índices correspondentes às 8 cores referidas, que permitem o cálculo do IRC a partir da média destes índices [13][17]. Segundo [13], este sistema de medição apresenta diversos problemas, pois pode atribuir valores de IRC bastante díspares em relação aos valores de IRC que as fontes de luz deveriam de facto possuir, referindo que ainda existe um longo caminho a percorrer para se obter métricas mais precisas na medição da cor e restituição de cor da luz.

Na figura 3.13 é apresentada uma comparação entre o IRC de duas fontes luminosas, a primeira correspondente aos LEDs implementados na Parte II da presente Dissertação e a segunda correspondente a uma lâmpada incandescente.



Figura 3.13 – Comparação entre a iluminação de calhas LED com $IRC < 80$ (à esquerda) e de uma lâmpada incandescente com $IRC \approx 100$ (à direita), com brilho e contraste acentuados para oferecer maior realce das cores

Observando a figura 3.13, que não teve qualquer tratamento ao nível da cor, mas sim apenas ao nível da exposição, é possível verificar que as lâmpadas LED realçam mais as cores, como o amarelo (maçã amarela), o vermelho (pimento), o verde (laço da vela) e o castanho (régua e ovo), em relação à lâmpada incandescente ou ao Sol, tornando-as irrealistas. Particularmente a cor castanha, que se encontra muito em interiores nos móveis, portas, pisos, entre outros, adquire um tom não natural mais escuro e na régua e no ovo da figura 3.13 com tons verdes realçados.

3.2.3 Eficácia e Eficiência Luminosas e *Light Output Ratio*

Na subsecção 3.1.2 introduziu-se “eficácia luminosa” como sendo a quantidade de fluxo luminoso perceptível ao olho humano em lúmens por cada watt de radiação emitida por uma fonte luminosa. Desta forma, eficácia luminosa é definida como sendo o quociente entre estas duas grandezas, dado por $\phi \text{ lm} / P_{\text{radiada}} \text{ W}$, em lm/W .

A partir das curvas de sensibilidade da figura 3.3 pode também ser definido o conceito de eficiência, pois estas curvas são também curvas de eficiência, já que para um dado comprimento de onda, fornecem um valor entre 0 e 1, que influencia a quantida-

de de lúmens emitidos na equação (3.1). O comprimento de onda com 100% de eficiência será portanto, como já foi referido, de 555 nm, o qual permite obter uma eficácia luminosa máxima de 683 lm por cada watt. Para comprimentos de onda fora do visível, a eficiência será de 0% e consequentemente não há fluxo luminoso. Desta forma, quanto maior for a radiação emitida fora do espectro visível por uma fonte luminosa, menor será a sua eficácia luminosa pois a quantidade de lúmens emitidos vai diminuir devido à menor eficiência, para a mesma quantidade de watts radiados. Existe ainda o efeito de deslocamento das curvas da figura 3.3, provocado pela variação das condições de iluminação entre visão escotópica e fotópica, que provocam o deslocamento das curvas da figura 3.3 e consequente variação da quantidade de fluxo luminoso [14]. Logo, de acordo com [14], a partir de uma radiação monocromática de 507 nm, apenas se conseguem obter 278 lm/W em condições de visão fotópica, valor que aumenta para 1700 lm/W em visão escotópica, pois o pico e eficiência da curva de sensibilidade luminosa aumentam bastante. A quantidade de fluxo luminoso perceptível de uma fonte de luz varia desta forma com as condições de visibilidade do observador.

A eficácia luminosa pode ainda ser definida em relação à potência consumida por uma lâmpada, ou seja, o quociente entre a quantidade de fluxo luminoso em lúmens e esta potência consumida em watts [14]. Esta eficácia também se designa por eficiência energética [17].

Existe ainda o conceito de eficiência radiante, associado ao conceito habitual de eficiência, que corresponde ao rácio entre a potência radiada (de saída) visível e não visível por uma fonte luminosa e a sua potência consumida (de entrada) [14].

Para as luminárias, termo que é utilizado para designar o conjunto das lâmpadas e armações em seu redor, que direcionam o fluxo luminoso para um dado local, existe também o conceito de eficiência da luminária ou *Light Output Ratio* (LOR) que se define como sendo o quociente entre o fluxo luminoso emitido pela luminária e a soma do fluxo luminoso emitido pelas lâmpadas quando ligadas fora da mesma luminária [20].

3.2.4 *Unified Glare Rating* (UGR) (Encadeamento)

É também possível quantificar os efeitos nefastos provocados pelo ofuscamento derivado das elevadas luminâncias de algumas luminárias num dado interior, através do *Unified Glare Rating* (UGR) ou Encadeamento.

O ofuscamento ocorre quando um indivíduo deixa de conseguir ver sem dificuldade ou sente desconforto, devido à presença de uma fonte de luz com uma luminância consideravelmente superior às luminâncias circundantes do campo de visão. Exemplos de ofuscamento são os veículos em sentido contrário na estrada à noite, cujos faróis possuem elevada luminância e a luz direta do Sol quando entra para dentro de uma sala por uma janela, luz que é muito mais brilhante do que as paredes interiores. O ofuscamento pode ser dividido em ofuscamento direto, cuja radiação que o provoca é proveniente diretamente das fontes de luz e reflexivo, em que a radiação é oriunda de reflexões [28] (figura 3.14).

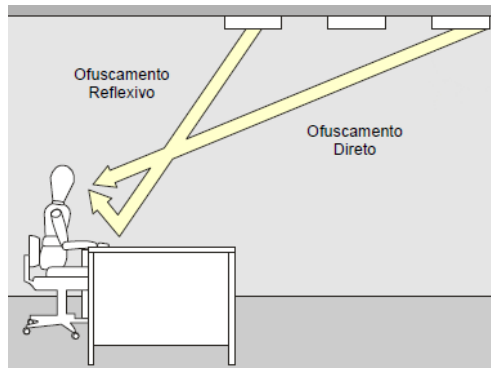


Figura 3.14 – Ilustração dos tipos de ofuscamento consoante a radiação direta ou reflexiva (adaptado) ([17])

O UGR quantifica a quantidade de ofuscamento direto e é dado pela equação (3.8), em que L_b é a luminância do plano de fundo, L_n é a luminância das partes luminosas de cada luminária na direção do olho do observador, ω_n é o ângulo sólido das partes luminosas de cada luminária também na direção do observador e p_n o índice de posição de Guth, que é determinado pela posição da pessoa em relação ao sistema de iluminação [28].

$$UGR = 8 \log \left(\frac{0,25}{L_b} \sum_n \frac{L_n^2 \omega_n}{p_n^2} \right) \quad (3.8)$$

Os valores típicos de UGR encontram-se tabelados de acordo com as dimensões e características dos recintos e as especificações e posições das luminárias [28].

3.2.5 Uniformidade

A uniformidade da iluminação num dado local, como o plano de trabalho, quantifica a variação da iluminância ao longo do espaço considerado. É portanto o rácio entre a iluminância mínima e a iluminância média do local, dado por [25]:

$$U = \frac{E_{min}}{E_m} \quad (3.9)$$

Quanto maior for o valor deste índice, maior é a uniformidade da iluminação.

4. Luminotecnia em Espaços Interiores

Depois de definido o conceito de luminotecnia e as suas métricas básicas no capítulo 3, será agora descrita a aplicação da mesma na iluminação de interiores, de modo a que seja obtida uma iluminação interior ergonómica e adequada aos objetivos de cada espaço.

4.1 Influência da Iluminação nos Seres Humanos

Como foi referido no capítulo 2, a luz tem uma grande importância e influência na saúde dos seres vivos, de onde se destacam os seres humanos. Nesse capítulo foram também mencionados os efeitos negativos da supressão da produção da hormona melatonina, provocada pela iluminação artificial no período noturno. Pela elevada importância que esta hormona possui na regulação de várias funções biológicas do ser humano e pela sua supressão ser um dos principais fatores de influência da iluminação artificial, será agora mais detalhada a relação entre esta hormona e a iluminação.

Muitas das funções biológicas dos seres vivos como o sono e a temperatura corporal variam de maneira periódica, com um período de cerca de 24 horas, no que constitui os denominados ciclos circadianos (figura 4.1). Estes ciclos são regulados por um relógio biológico endógeno a cada organismo, o qual é sincronizado através de indicações ambientais externas [21], como a luz do dia [22].

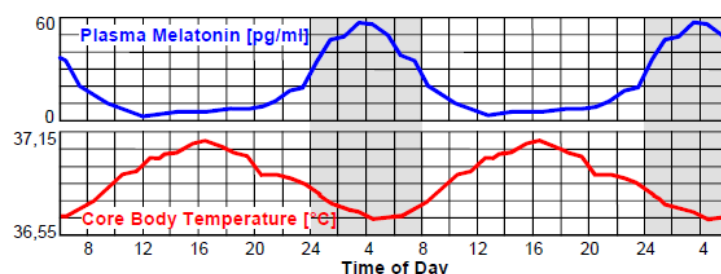


Figura 4.1 – Ciclos circadianos de produção de melatonina e de temperatura corporal (adaptado) ([22])

Além das já referidas células de sensibilidade fotópica e escotópica, os cones e os bastonetes, respetivamente, foi recentemente dada importância às denominadas célu-

las ipRGC (*intrinsically photosensitive Retinal Ganglion Cells*), pelo facto de estas células serem responsáveis pela captação da luz do dia ao nível do sincronismo do referido relógio biológico interno, associado ao SCN (*Suprachiasmatic Nucleus*), que é o principal responsável por este sincronismo [22].

O espectro de sensibilidade ou de ação destas células encontra-se junto à zona azul do espectro visível, devido ao fotopigmento melanopsina [23]. Na figura 4.2 é apresentado o espectro de ação para a supressão noturna de melatonina, de acordo com a norma DIN 5031-100 [23], o qual está relacionado com o espectro de ação das células ipRGC.

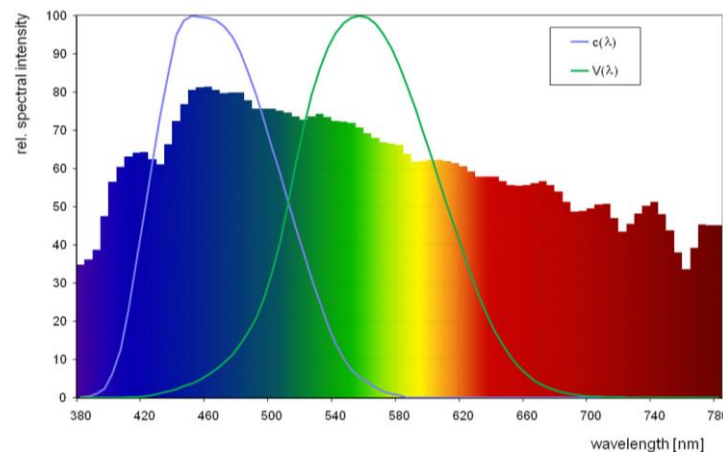


Figura 4.2 – Espectro de ação $c(\lambda)$ de supressão de produção noturna de melatonina de acordo com a norma DIN 5031-100 e espectro de visão fotópica $V(\lambda)$ (<http://spie.org/x44515.xml>)

Dependendo de vários fatores como a intensidade da luz, a duração e altura da exposição e a distribuição espacial da luz [22], caso o espectro da fonte luminosa tenha componentes com acentuada intensidade na zona do espectro de ação $c(\lambda)$, vários efeitos podem ocorrer na saúde, como a já referida supressão noturna de melatonina e consequentes deslocamento e mudança de amplitude dos ciclos circadianos, aumento do estado de alerta devido à luz, entre outros [23].

Desta forma, se a iluminação noturna artificial tiver componentes em $c(\lambda)$ (e considerando também os outros fatores referidos), ocorre um atraso dos ciclos circadianos; por outro lado se a iluminação matinal possuir estas componentes, ocorre um adiantamento dos mesmos ciclos. O aumento do estado de alerta, além das componentes espectrais da luz, é também fortemente dependente dos níveis de iluminância do ambiente [22]. Acerca do espectro de ação destes efeitos, segundo a norma [23], é ainda uti-

lizado como aproximação o espectro de ação de supressão noturna de melatonina $c(\lambda)$ e estão a ser efetuados estudos nesta área para determinar espectros alternativos mais exatos para cada um dos efeitos fortemente relacionados mas distintos da supressão de melatonina.

É possível assim concluir que para prevenir estes efeitos, deverá ser evitada a supressão de melatonina fora das horas adequadas, isto é, ao início da noite a partir de cerca das 21 horas até ao início da manhã, cerca das 8 horas [24]. Durante o dia, deverá ocorrer o inverso, pois a supressão de melatonina é até mesmo provocada pela luz natural, devido ao espectro do Sol, o qual possui componentes espectrais elevadas na zona de $c(\lambda)$.

A iluminação artificial utilizada deverá desta forma obedecer a estes princípios, de modo a garantir a saúde dos indivíduos no interior dos edifícios. Tipicamente uma iluminação com baixa CCT, ou seja, com uma temperatura branco-amarelo, contém menos componentes espectrais de $c(\lambda)$, pelo facto de estas componentes serem da zona visível do azul e é por isso mais adequada para a noite. Uma iluminação com alta CCT, de temperatura branca, é adequada para o período diurno, por normalmente conter componentes em $c(\lambda)$. No entanto, segundo [22], a utilização da CCT de uma dada lâmpada para descrever a supressão de melatonina no ser humano não deve ser utilizada, pois poderão haver tipos de lâmpadas com baixa CCT e componentes espectrais relevantes em $c(\lambda)$; e tipos de lâmpadas com alta CCT e componentes espectrais pouco intensas em $c(\lambda)$. Apenas uma análise do espectro da radiação emitida por estas fontes de luz assegura a adequação da iluminação ao período do dia.

De um modo mais geral, se a iluminação de um determinado local interior não for corretamente efetuada, seja ao nível de quantidade de iluminância, CCT, IRC, ou de disposição espacial das luminárias, entre outros, os utentes destes locais poderão sofrer sintomas como fadiga visual, dores de cabeça e musculares, *stress*, dificuldades de concentração [25] e o risco de ocorrência de acidentes pode também aumentar. Uma iluminação corretamente projetada aumenta a produtividade, a motivação, o bem-estar e a saúde dos indivíduos. A utilização de cores claras de alta CCT, é, como já foi referido, adequada para ambientes de trabalho, zonas públicas, entre outros, porque estimula a limpeza e a ordem [26] e induz produtividade. Já a utilização de luminárias com baixa CCT é mais apropriada para locais como salas-de-estar e quartos, porque provoca sensações de relaxamento e conforto no ser humano [27]. Em qualquer projeto luminotécnico de interiores é sempre importante dar maior prioridade à luz

natural do que à luz artificial, pois a primeira é mais saudável do que qualquer iluminação artificial, por possuir para a saúde do ser humano os mesmos ou melhores benefícios do que um projeto de luminotecnica corretamente efetuado [26].

4.2 Projeto Luminotécnico Ergonómico

Para fornecer uma ideia dos valores típicos de iluminância de diversas fontes de luz, são apresentados na tabela 4.1 vários exemplos.

Fonte de Luz	Iluminância (lx)
Vela a 1m de distância	1
Iluminação pública exterior	20
Iluminação de escritório	750
Dia nublado	3.000
Dia pouco nublado	20.000
Luz do Sol direta	100.000

Tabela 4.1 – Valores típicos de iluminância para várias fontes luminosas (adaptado) (Christine R  th et al, “Ambient Light Sensors – General Application Note”, *Osram Opto Semiconductors*, 2006.)

Com o mesmo propósito, mas referente a valores típicos de luminância, são também mostrados na tabela 4.2 alguns exemplos.

Fonte de Luz	Luminância Média (cd/m ²)
Céu noturno	0,001
Lua	2.500
Céu limpo	3.000 - 5.000
Vela	7.500
Nuvem branca iluminada	10.000
Lâmpada fluorescente	12.000 - 14.000
Lâmpada incandescente	2��10 ⁶ - 2��10 ⁷
Sol ao meio-dia	1,6��10 ⁹

Tabela 4.2 – Valores típicos de luminância para várias fontes luminosas (adaptado)

(http://www.osram.pt/osram_pt/Design_de_Iluminacao/Sobre_Iluminacao/Light_%26_Space/Technical_basics_of_light_/Quantitatives/index.html)

Com o objetivo de auxiliar o projetista no projeto luminotécnico, existem várias normas que regulamentam as quantidades necessárias de iluminância e de outros fatores em função dos propósitos dos locais alvo de implementação de iluminação artificial, como por exemplo a norma australiana AS 1680:1990, a norma brasileira NBR 5413, as recomendações da *Illuminating Engineering Society of North America* (IES-NA), as recomendações da CIE, a norma alemã DIN 5035 e norma europeia EN 12464-1. Pelo facto desta última ser das mais recentes e ser europeia, serão seguidamente exploradas as suas principais recomendações nas subsecções seguintes.

4.2.1 Iluminâncias, UGR, Uniformidade e IRC Recomendados

A norma EN 12464-1 foi criada em 2002 e foi progressivamente adotada pelos países europeus [29]. É uma norma que não se limita a quantificar as iluminâncias adequadas nos locais, mas também promove a qualidade da iluminação através de outros índices além da medida de iluminância. Em 2011 foi renovada e segundo [29], a partir de 2012 os países europeus dispõem de dois anos para ratificar esta nova versão.

Consoante o local no interior de um edifício e o seu propósito, são especificados pela norma EN 12464-1:2011 valores mínimos de iluminância ou iluminância mantida E_m , UGR, uniformidade mínima U_o e índice de restituição de cores mínimo IRC ou R_a [29].

Como já foi mencionado no capítulo anterior, os índices de UGR encontram-se tabelados para cada luminária, de acordo com diversas características do recinto e da mesma luminária, como é apresentado na tabela 4.3. Estes valores variam entre 10 e 30 [30], sendo que o valor mais baixo indica um excelente UGR.

Índices de Reflexão											
Tectos		0,7	0,7	0,5	0,5	0,3	0,7	0,7	0,5	0,5	0,3
Paredes		0,5	0,3	0,5	0,3	0,3	0,5	0,3	0,5	0,3	0,3
Plano Trabalho		0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2
Dimensões de espaço		Vista transversal a(s) lâmpada(s)					Vista longitudinal a(s) lâmpada(s)				
2H	2H	17,1	18,4	17,4	18,7	19,0	16,8	18,1	17,2	18,4	18,7
2H	3H	16,9	18,1	17,3	18,4	18,8	16,7	17,8	17,0	18,2	18,5
2H	4H	16,9	17,9	17,3	18,3	18,7	16,6	17,7	17,0	18,0	18,4
2H	6H	16,8	17,8	17,2	18,2	18,6	16,5	17,5	16,9	17,9	18,3
2H	8H	16,7	17,7	17,2	18,1	18,5	16,5	17,4	16,9	17,8	18,2
2H	12H	16,7	17,6	17,1	18,0	18,4	16,4	17,3	16,8	17,7	18,1
4H	2H	16,9	18,0	17,3	18,4	18,7	16,6	17,7	17,0	18,1	18,4
4H	3H	16,8	17,7	17,2	18,1	18,5	16,5	17,4	16,9	17,8	18,2
4H	4H	16,7	17,5	17,2	17,9	18,4	16,4	17,2	16,9	17,6	18,1
4H	6H	16,6	17,3	17,1	17,7	18,2	16,3	17,0	16,8	17,4	17,9
4H	8H	16,6	17,2	17,0	17,6	18,1	16,3	16,9	16,7	17,3	17,8
4H	12H	16,5	17,1	17,0	17,6	18,1	16,2	16,8	16,7	17,2	17,8
8H	4H	16,6	17,2	17,0	17,6	18,1	16,3	16,9	16,7	17,3	17,8
8H	6H	16,4	16,9	16,9	17,4	17,9	16,1	16,6	16,6	17,1	17,6
8H	8H	16,4	16,9	17,0	17,4	17,9	16,1	16,6	16,6	17,1	17,6
8H	12H	16,4	16,7	16,9	17,3	17,8	16,1	16,4	16,6	16,9	17,5
12H	4H	16,5	17,1	17,0	17,6	18,1	16,2	16,8	16,7	17,2	17,8
12H	6H	16,4	16,9	17,0	17,4	17,9	16,1	16,6	16,6	17,1	17,6
12H	8H	16,4	16,7	16,9	17,3	17,9	16,1	16,4	16,6	16,9	17,5

Tabela 4.3 – Índices UGR para a luminária TRB 4x14W da empresa EEE ([30])

Para se obter o valor de UGR de um dado recinto interior, é dado em [30] um exemplo de cálculo, com um escritório de dimensões 16 x 8 x 3,2 metros, correspondentes a comprimento x largura x altura, com índices de reflexão de 0,7; 0,5 e 0,2, para tetos, paredes e plano de trabalho, respetivamente.

Assumindo que a luminária se encontra no teto, a 3,2 metros do chão e que a altura dos olhos do observador é 1,2 metros a partir do chão, é calculado o coeficiente H, através de $H = 3,2 - 1,2 = 2$ m, valor que é utilizado para determinar que a largura do escritório é igual a 4H e o comprimento igual a 8H. A partir destas dimensões e utilizando os coeficientes de reflexão fornecidos, obtém-se da tabela 4.3 os índices UGR correspondentes à vista transversal em relação às lâmpadas de 16,6 e à vista longitudinal de 16,3. Estes valores teriam depois que ser comparados com os valores máximos de UGR da norma EN 12464-1:2011, consoante o tipo de tarefa a ser realizada no escritório.

Na tabela 4.4 são mostrados os valores de iluminância e índices referidos, relevantes no âmbito desta Dissertação, da norma EN 12464-1:2002, a qual na altura ainda não dispunha dos valores mínimos de uniformidade, como possui a mesma norma de 2011. Além dos índices, a tabela contém ainda uma coluna com sugestões para garantir a qualidade da iluminação, como por exemplo os níveis de temperatura da cor. A tabela completa com um enorme conjunto de divisões interiores e diversos propósitos pode ser consultada em [31].

2.6 Electrical industry					
Ref. no.	Type of interior, task or activity	\bar{E}_m lx	UGR _L -	R _a -	Remarks
2.6.1	Cable and wire manufacture	300	25	80	For high-bay: see 4.6.2.
2.6.2	Winding: - large coils	300	25	80	For high-bay: see 4.6.2.
	- medium-sized coils	500	22	80	For high-bay: see 4.6.2.
	- small coils	750	19	80	For high-bay: see 4.6.2.
2.6.3	Coil impregnating	300	25	80	For high-bay: see 4.6.2.
2.6.4	Galvanising	300	25	80	For high-bay: see 4.6.2.
2.6.5	Assembly work: - rough e.g. large transformers	300	25	80	For high-bay: see 4.6.2.
	- medium e.g. switchboards	500	22	80	For high-bay: see 4.6.2.
	- fine e.g. telephones	750	19	80	
	- precision e.g. measuring equipment	1000	16	80	
2.6.6	Electronic workshops, testing, adjusting	1500	16	80	
2.10 Jewellery manufacturing					
Ref. no.	Type of interior, task or activity	\bar{E}_m lx	UGR _L -	R _a -	Remarks
2.10.1	Working with precious stones	1500	16	90	T _{CP} ≥ 4000 K.
2.10.2	Manufacture of jewellery	1000	16	90	
2.10.3	Watch making (manual)	1500	16	80	
2.10.4	Watch making (automatic)	500	19	80	
3 Offices					
Ref. no.	Type of interior, task or activity	\bar{E}_m lx	UGR _L -	R _a -	Remarks
3.1	Filing, copying, etc.	300	19	80	
3.2	Writing, typing, reading, data processing	500	19	80	DSE-work: see 4.11.
3.3	Technical drawing	750	16	80	
3.4	CAD work stations	500	19	80	DSE-work: see 4.11.
3.5	Conference and meeting rooms	500	19	80	Lighting should be controllable.
3.6	Reception desk	300	22	80	
3.7	Archives	200	25	80	
7.2 Staff rooms					
Ref. no.	Type of interior, task or activity	\bar{E}_m lx	UGR _L -	R _a -	Remarks
7.2.1	Staff office	500	19	80	
7.2.2	Staff rooms	300	19	80	

Tabela 4.4 – Algumas entradas da tabela da norma EN 12464-1:2002, com destaque para as mais relevantes no âmbito desta Dissertação ([31])

Como pode ser verificado na tabela 4.4, para leitura, escrita e datilografia em escritórios (linha 3.2) é recomendado pela norma EN 12464-1:2002 uma iluminância mantida de 500 lx, com um UGR máximo de 19 e um IRC (R_a) mínimo de 80. A mesma norma de 2011 recomenda ainda um índice de uniformidade de 0,6 para esta linha [29]. Nesta rubrica mostram-se as outras tarefas tipicamente efetuadas num escritó-

rio, cujos valores recomendados variam consoante a importância, de onde se destaca a linha 3.3 com uma iluminância superior a todas as outras atividades, de 750 lx. Na linha 7.2.1 são exibidos os valores recomendados para as divisões de *staff*, os quais são iguais aos já referidos para a linha 3.2.

Como exemplo de tarefas que exigem mais precisão visual, são também apresentadas atividades de montagem de eletrónica nos pontos 2.6.5 e 2.6.6, cujos valores de iluminância aumentam de acordo com a precisão e importância das tarefas, de 300 lx para 1500 lx. A mesma lógica também se verifica em trabalho de joalheria, na rubrica 2.10, onde o IRC aumenta para 90.

4.2.2 Iluminação dos Limites das Divisões Interiores

Além das considerações anteriores que só por si já são alargadas em relação à maioria das normas de iluminação de interiores, a norma EN 12464-1:2011 possui ainda uma série de outras indicações importantes no projeto luminotécnico. Desta forma, acerca do espaço interior, é indicado pela norma que as suas paredes deverão ter uma iluminância média maior do que 50 lx, com uma uniformidade mínima de 0,1 [29][32] e índices de reflexão entre 0,5 a 0,8 [32]; os seus tetos uma iluminância média maior do que 30 lx, uniformidade mínima de 0,1 [29][32] e coeficientes de reflexão de 0,7 a 0,9 [32] e o chão coeficientes de reflexão entre 0,2 e 0,4 [32]. As iluminâncias mínimas das paredes e do teto aumentam para 75 lx e 50 lx, respetivamente, caso as divisões interiores sejam escritórios, salas de aula, corredores, etc. [29][32]. A maior parte dos objetos dentro das divisões deverá possuir um índice de reflexão entre 0,2 e 0,7 [32].

4.2.3 Iluminação de Rostos

Para interlocutores que por exemplo façam apresentações ou lecionem aulas e para os restantes elementos presentes numa divisão, a norma determina que a iluminância vertical panorâmica em relação aos rostos segundo E_z (figura 4.3) deverá ser superior a 50 lx, com índice de uniformidade mínimo de 0,1, valor de iluminância que aumenta para 150 lx no caso de atividades em que é fundamental observar o rosto dos interlo-

cutores. As alturas consideradas para estas iluminâncias deverão ser a partir de 1,2 metros para pessoas sentadas e a partir de 1,6 metros para pessoas de pé [29][32].

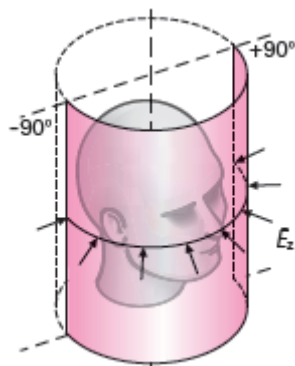


Figura 4.3 – Metade da panorâmica (360°) cilíndrica em relação aos rostos, onde se podem observar os vetores E_z ([29])

Utilizando valores médios de E_z e da iluminância no plano horizontal E_h é possível obter um índice, denominado *modelling index*, através do quociente entre o primeiro e o segundo, que deverá estar situado entre 0,3 e 0,6 e que expressa se a iluminação no rosto é corretamente efetuada (figura 4.4) [29][32].



Figura 4.4 – Comparação entre *modelling index* diferentes: à esquerda, com valor abaixo de 0,3, onde se observam grandes sombras incômodas; à direita com valor de 0,3, aceitável ([32])

4.2.4 Área da Tarefa e Áreas Circundantes

Na subsecção 4.2.1 foram definidos os valores de iluminância mínima média para a denominada área da tarefa, que se define como sendo a área em que são realizadas as tarefas constantes na tabela 4.4. Esta área pode ser maior ou mais pequena, consoante os seus propósitos e pode inclusivamente ser a totalidade da área da divisão, pelo

facto de eventualmente a área da tarefa específica não ser conhecida *a priori* pelo projetista [29].

Caso a área da tarefa seja uma fração da divisão, segundo [32], a restante área é dividida em área imediatamente circundante, com pelo menos 0,5m além da área da tarefa e em área de fundo, correspondente a pelo menos mais 3m a partir da área imediatamente circundante (figura 4.5).

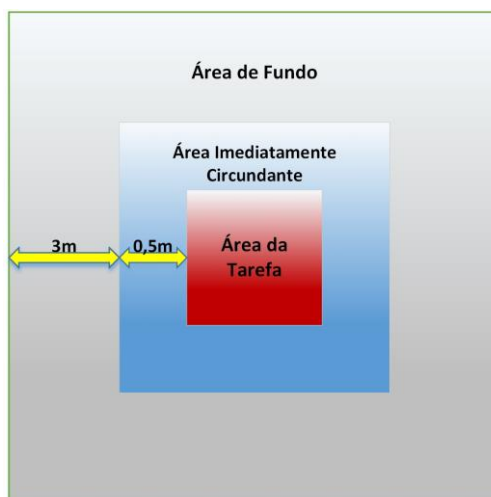


Figura 4.5 – Divisão das áreas de uma divisão interior, de acordo com a norma EN 12464-1:2011

A iluminância e índices de uniformidade mínimos destas áreas deverão ser projetados de acordo com os valores constantes na tabela 4.5 [32], os quais garantem o conforto visual.

Áreas	Área da Tarefa (de acordo com tabela 4.4)	Área Imediatamente Circundante	Área de Fundo
Iluminâncias (lx)	≥750	500	100
	500	300	100
	300	200	50
	200	150	50
	150	150	50
	100	100	50
	<50	Igual à Área da Tarefa	Igual a metade da Área da Tarefa
Uniformidade	(de acordo com tabela 4.4)	U>0,4	U>0,1

Tabela 4.5 – Iluminâncias e uniformidade recomendados para as áreas circundantes ([32])

4.2.5 Trabalho com Ecrãs de Visualização

A norma EN 12464-1:2011 considera também o trabalho com ecrãs de computador ou outros, sujeitos a reflexões das luminárias num recinto interior. Para atribuir limites de luminância às luminárias, são distinguidas duas classes de exibição de imagem nos ecrãs: a exibição com polarização positiva, menos dependente das reflexões das luminárias e com polarização negativa, mais suscetível às dificuldades de visualização devido às reflexões [32] (figura 4.6).



Figura 4.6 – Comparação entre diferentes polarizações de um ecrã: à esquerda, polarização negativa; à direita, polarização positiva ([32])

A norma considera ainda que os ecrãs estão inclinados até um máximo de 15°, além do nível de exigência dos requisitos de visualização de cor e detalhes, que é baixo para a “Classe A” e alto para a “Classe B”, como mostra a tabela 4.6. Os limites de luminância da tabela deverão ser aplicados apenas a luminárias suscetíveis de provocar reflexões nos ecrãs [32].

Estado de luminância elevada do monitor		Ecrã de alta luminância $L > 200 \text{ cd/m}^2$	Ecrã de luminância média $L \leq 200 \text{ cd/m}^2$
Caso A	polaridade positiva e requisitos normais de cor e detalhes da informação apresentada em escritórios, instalações educativas, etc.	$\leq 3000 \text{ cd/m}^2$	$\leq 1500 \text{ cd/m}^2$
Caso B	polaridade negativa e/ou requisitos superiores de cor e detalhes da informação apresentada em inspeção de cores CAD, etc.	$\leq 1500 \text{ cd/m}^2$	$\leq 1000 \text{ cd/m}^2$

Tabela 4.6 – Limites para a luminância das luminárias de uma divisão interior consoante as características dos ecrãs de visualização (adaptado) ([29])

4.2.6 Considerações sobre Luminárias

As iluminâncias mínimas médias constantes na tabela 4.4 são também chamadas de iluminância mantidas, como já foi mencionado, porque com o passar do tempo, a iluminância emitida pelas luminárias vai-se deteriorando, devido a fatores como o

menor rendimento luminoso das lâmpadas, acumulação de sujeira, entre outros e é exigido pela norma EN 12464-1:2011 que as iluminâncias emitidas sejam sempre mantidas pelo menos iguais aos valores da tabela 4.4 [29].

Para o projetista efetuar a previsão da quebra de iluminância ao longo do tempo, de modo a compensar no projeto luminotécnico esta quebra, para que as iluminâncias estejam de acordo com as iluminâncias mantidas requeridas, é utilizado o denominado fator de manutenção, que é definido como sendo o rácio entre a iluminância da luminária numa dada altura temporal e a sua iluminância inicial [20]. Através do conhecimento deste fator, o qual pode ser calculado a partir de outros fatores associados ao decaimento da iluminância da luminária, é possível efetuar a estimativa da quebra de iluminância pretendida [32]. Desta forma, retirando um exemplo de [32], se a iluminância mantida for de 500 lx, com um fator de manutenção de 0,65, a iluminância inicial deverá ser projetada para $I_0 = 500/0,65 = 769$ lx.

De modo a evitar o ofuscamento direto, são também especificados limites mínimos para o ângulo de proteção das luminárias, o qual é definido como sendo o ângulo medido entre o plano do teto e o plano onde a lâmpada da luminária começa a ser visível [33] (figura 4.7).

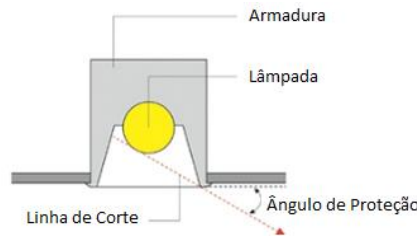


Figura 4.7 – Definição de ângulo de proteção de uma luminária (adaptado)

(<http://www.shopbiz.jp/en/ld/column/84712.html>)

Na tabela 4.7 encontram-se definidos os limites referidos, de acordo com as luminâncias das luminárias, como especifica a norma.

Luminância da lâmpada cd/m ²	Ângulo de protecção mínimo
20.000 a < 50.000	15°
50.000 a < 500.000	20°
≥ 500.000	30°

Tabela 4.7 – Limites para o ângulo de proteção das luminárias em relação às suas luminâncias ([29])

4.2.7 Distribuição das Luminárias no Espaço

Para determinar o número e a distância p entre as luminárias numa dada divisão interior, a norma EN 12464-1:2011 fornece uma fórmula de cálculo, baseada no máximo comprimento da divisão d , como mostra a equação (4.1) [32].

$$p = 0,2 \times 5^{\log_{10} d} \quad (4.1)$$

O número de luminárias pode ser obtido através da divisão do comprimento d pela distância p . Caso sejam obtidos números decimais, estes deverão ser arredondados [32].

4.2.8 CCT em Função da Iluminância

Devido ao facto da norma EN 12464-1:2011 apenas apresentar esporadicamente comentários acerca da temperatura da cor em função da iluminância na tabela 4.4, além de outras pequenas indicações, é nesta subsecção apresentado um estudo acerca deste aspeto.

O estudo que na altura foi pioneiro e que ainda hoje é amplamente conhecido e utilizado foi efetuado por Kruithof, em 1941, o qual fez variar a iluminância e a temperatura da cor de lâmpadas fluorescentes, além de utilizar lâmpadas incandescentes e a luz natural do dia, para perceber se a perceção por um painel de observadores do conjunto iluminância mais temperatura de cor num dado recinto interior era agradável ou desagradável.

Os resultados da experiência foram sintetizados num diagrama, com algumas frações deste extrapoladas, como por exemplo a fração de luz do dia, que foi assumida como nunca podendo ser desagradável (figura 4.8) [34].

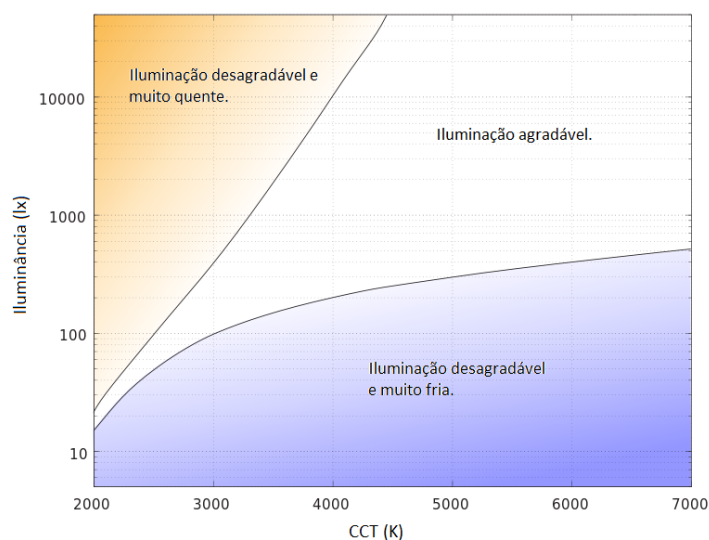


Figura 4.8 – Diagrama de Kruithof (adaptado) (http://en.wikipedia.org/wiki/File:Kruithof_curve_2.svg)

Apesar de este estudo ter obtido bastante reconhecimento, estudos posteriores mostraram que o espectro das luminárias, IRC e a iluminância só por si têm um acentuado efeito na percepção de conforto, descartando a CCT [34].

O estudo recente de [34] efetuado com luminárias LED de alto IRC e espectro controlado validou no entanto que alta CCT e baixa iluminância é desagradável, assim como indica que provavelmente baixa CCT é sempre mais agradável, confortável e relaxante do que alta CCT, independentemente da iluminância, o que também já tinha sido mostrado por outros estudos e já tinha sido referenciado anteriormente nesta Dissertação.

4.3 Eficiência Energética

Em 2011 a iluminação era responsável pelo consumo de 20% da energia mundial [13] e segundo [35] muitas das instalações ainda eram em 2009 bastante ineficientes. Com tão considerável fração de consumo de energia, torna-se relevante reduzir os gastos energéticos, tendo em conta a eficiência das instalações elétricas no projeto luminotécnico, como refere a norma EN 12464-1:2011, sem no entanto entrar em conflito com a ergonomia do projeto [29].

A eficiência energética das instalações de iluminação contribui também para a certificação energética dos edifícios, fator que recentemente começou a ser tomado em consideração com o surgimento de diversas normas e diretivas. Além de outros fatores

que permitem aumentar a eficiência energética como o uso de lâmpadas e luminárias mais eficientes, a norma 12464-1:2011 refere também a importância da utilização de luz natural, não só pelos benefícios para a saúde, como já foi anteriormente mencionado, mas também porque permite aumentar a eficiência energética das instalações, por dispensar a utilização de luz artificial [29]. No entanto, como a luz natural tem uma inconstância elevada, devido às condições climáticas, pode por vezes não ser suficiente para a iluminação de interiores, pelo que a utilização de reguladores manuais ou automáticos de fluxo luminoso das luminárias contribui para aumentar a eficiência energética, pois permitem adequar o fluxo luminoso emitido aos propósitos do interior, não descartando a iluminação natural.

Existem diversos tipos de controladores automáticos de iluminação, dos quais se destaca os interruptores horários, que permitem programar a iluminação de um dado local para uma determinada altura temporal; os interruptores crepusculares, utilizados na iluminação pública para ligar/desligar automaticamente a iluminação artificial quando a iluminação natural ultrapassa inferiormente/superiormente um determinado limite; os sensores de presença, tipicamente utilizados nos edifícios públicos e comerciais e finalmente os reguladores de fluxo luminoso automáticos, com sensor da luz presente no ambiente, utilizados no âmbito desta Dissertação (figura 4.9).

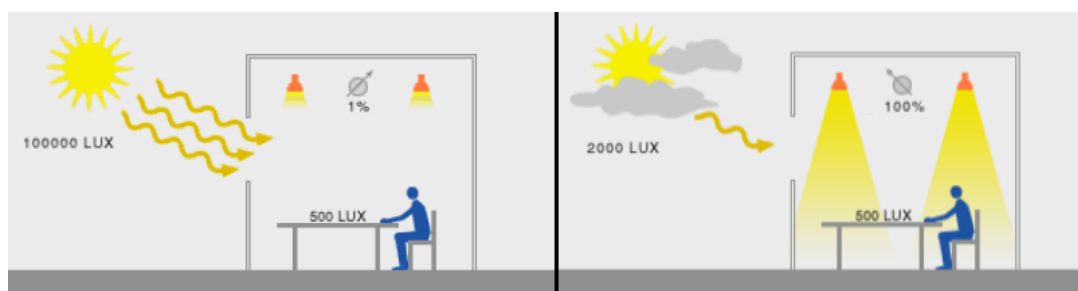


Figura 4.9 – Princípio de operação de um regulador de fluxo luminoso automático: à esquerda, a luz natural é suficiente; à direita, a luz natural é insuficiente (adaptado) (Nelson Ramos Louçano, “Eficiência energética em edifícios: Gestão do sistema iluminação”, Instituto Politécnico de Bragança, 2009)

Para quantificar a poupança energética obtida com a utilização de reguladores de fluxo luminoso, é seguidamente apresentado o estudo de [36], que efetua esta demonstração.

Neste estudo é utilizado o conceito de Fator Luz do Dia Médio, o qual permite obter a iluminância média num plano horizontal de referência dentro de uma divisão interior com um comprimento não muito grande (devido à aproximação), a partir da

iluminância da luz natural exterior que entra pelas janelas existentes. Este fator pode ser calculado pela seguinte fórmula empírica aproximada [33]:

$$FLDM \cong \frac{\tau_v A_v \theta_{c\acute{e}u}}{A_t (1 - \rho)^2} \quad (4.2)$$

Onde se tem que τ_v é o fator de transmissão luminosa do vidro; A_v a área do vidro; $\theta_{c\acute{e}u}$ o ângulo em graus, medido no ponto central do plano vertical da janela, do céu visível; A_t a área total de todas as superfícies interiores, incluindo janelas e ρ o índice de reflexão médio de todas as mesmas superfícies interiores [33][36].

Assumindo que o Fator Luz do Dia Médio é igual a uma percentagem da luz exterior que entra no interior, a equação (4.2) é igualada à seguinte expressão [36]:

$$FLDM = \frac{E_i}{E_e} \quad (4.3)$$

Onde E_i e E_e são as iluminâncias médias interior e exterior, respetivamente.

Em [36] são também utilizadas as curvas do Anexo A, que permitem, a partir da latitude, obter a probabilidade de ocorrência de uma iluminância mínima exterior no período das 9h às 17h. Esta iluminância exterior terá uma iluminância interior correspondente (ou vice-versa), calculada através do FLDM.

O caso de estudo de [36] assume que se pretende uma iluminância interior mínima média de 500 lx; que a latitude do local é 41°, a qual é aproximadamente a latitude de Portugal; que o recinto interior necessita de iluminação das 9h às 17h, correspondente a 2304 horas/ano; que a potência total das luminárias é de 1152W; e que o FLDM é aproximadamente igual a 3%, calculado a partir da equação (4.2).

Parte-se do pressuposto que sem regulação de fluxo as luminárias estão sempre acesas durante as 2304 horas do ano, o que conduz a poupanças energéticas com a utilização de regulador de fluxo extremamente elevadas, o que não será assumido aqui, por se considerar que é irrealista. Em vez desta premissa, assume-se sim que sem regulador de fluxo as lâmpadas são desligadas sempre que a iluminância interior, devido à iluminância exterior, é maior ou igual do que os 500 lx pretendidos e ligadas sempre que a mesma iluminância interior é inferior a este valor.

Com o FLDM calculado de 3%, para se obter uma iluminância interior no mínimo de 500 lx é necessária uma iluminância exterior de 16667 lx, aplicando a equação (4.3). Utilizando as curvas do anexo A, verifica-se que existe uma probabilidade de ocorrência de cerca de 59%, o que resulta num número de horas por ano (em 2304 h) de 1359,36 h. Durante estas horas não é necessário ligar as lâmpadas, mas nas restantes 945 horas as mesmas encontram-se ligadas, consumindo 1152W. O gasto total energético pode ser calculado integrando a função apresentada na figura 4.10, que representa a potência consumida num instante qualquer durante as 945 horas anuais de utilização.



Figura 4.10 – Potência consumida pelas luminárias sem regulação de fluxo luminoso durante as 945 horas anuais

O resultado da integração ou do cálculo da área da figura 4.10 é igual a $1152\text{W} \times 945\text{ h} = 1088,64\text{ kWh}$, que é o custo energético anual da iluminação do espaço interior com luminárias sem regulação de fluxo luminoso e apenas com ligar/desligar.

Para o caso da utilização de reguladores de fluxo luminoso, aplica-se o mesmo raciocínio, mas a função da figura 4.10 não vai ser constante. Segundo o procedimento de [36] e exemplificando, é calculada a probabilidade da iluminância no recinto interior se encontrar no intervalo $[450\text{ lx}, 500\text{ lx}]$, através da equação 4.3 e das curvas do Anexo A, como já foi explicado e recorrendo à probabilidade obtida é calculado o número de horas anuais correspondentes. Neste intervalo, a probabilidade será de 8%, resultando em $8\% \times 2403\text{h} = 184,32$ horas anuais com iluminância interior neste intervalo. O mesmo procedimento é repetido para os outros intervalos, de 50 lx em 50 lx, até 0 lx. Para cada um destes intervalos é estimada a potência consumida pelas luminárias cujo fluxo luminoso é regulado, potência que é assumida como sendo aproxima-

damente constante para cada intervalo e quase sempre inferior aos 1152W de potência máxima, já que o fluxo luminoso só é máximo num dos intervalos. O gráfico de barras resultante encontra-se na figura 4.11.

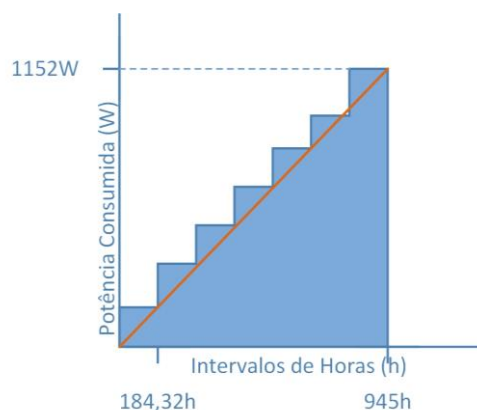


Figura 4.11 – Potência consumida pelas luminárias com regulação de fluxo luminoso durante as 945 horas anuais

A energia anual consumida será a soma de Riemann do gráfico da figura 4.11, a qual aproxima a área do mesmo e que resulta segundo [36] em 588,17 kWh.

A poupança energética obtida com regulação de fluxo em relação à solução de apenas ligar/desligar será de $588,17 \text{ kWh} / 1088,64 \text{ kWh} \approx 54\%$, valor do qual se extrai a importância na eficiência energética de uma solução de iluminação interior com regulação de fluxo automático.

4.4 Conclusões

Depois de analisados os efeitos da iluminação no ser humano e a norma EN 12464-1:2011, conclui-se que em ambiente de escritório se deverá ter no mínimo 500 lx de iluminância média na área de tarefa, valor que deve aumentar até um máximo de 1500 lx, caso a minuciosidade das tarefas o justifiquem. Os valores de IRC e uniformidade devem também ser respeitados.

Acerca da temperatura da cor da luz emitida, esta deverá ser alta quando se pretende trabalhar e baixa quando se pretende relaxar. Embora a temperatura da cor possa dar uma indicação das componentes espectrais em $c(\lambda)$ – temperaturas alta e baixa correspondem a componentes mais e menos relevantes, respetivamente –, ape-

nas através de uma análise espectral podem ser tiradas conclusões acerca deste aspeto. O diagrama de Kruithof da figura 4.8 fornece também uma indicação da variação a iluminância com a temperatura da cor. Em todos os projetos luminotécnicos deverá sempre ser dada preferência à luz natural, se disponível.

Além da norma EN 12464-1 que contém diretivas para um bom projeto luminotécnico, existe ainda uma variedade de outros métodos manuais com o mesmo propósito, os quais podem e devem ser complementados com o auxílio de programas de computador, que permitem projetar eficazmente e pré-visualizar o aspeto final do projeto de iluminação num dado interior.

5. Estado da Arte

Será apresentado neste capítulo o estado da arte e o princípio de funcionamento dos elementos que constituem a implementação prática desta Dissertação (ver Parte II). De modo a contextualizar o que vai ser descrito, é atempadamente exposto no subcapítulo seguinte o objetivo desta implementação prática, proposto pela empresa Lightenjin.

5.1 Especificações do Candeeiro Inteligente

De acordo com referida empresa, pretende-se desenvolver um candeeiro de secretária, alimentado a partir da rede elétrica, cuja iluminância (ou fluxo luminoso) e a CCT são dinamicamente regulados, seja através de controlo manual do utilizador ou através de um mecanismo automático, consoante determinadas condições.

Como já foi mostrado em 4.3, a regulação da iluminância de um sistema de iluminação interior permite obter poupanças energéticas consideráveis, garantindo ao mesmo tempo o conforto na realização das mais variadas tarefas. A variação da CCT permite obter uma temperatura de cor alta, adequada para tarefas laborais e uma temperatura de cor baixa apropriada para descontração, sem descartar a iluminância adequada para uma determinada CCT, como também já foi referido ao longo do capítulo 4. A combinação da regulação destas duas variáveis permite então oferecer duas das mais importantes características de uma luminária/sistema de iluminação – conforto e eficiência. Como também já foi mencionado no capítulo 4, importa ainda considerar o espectro eletromagnético emitido pela luminária, de modo a que este permita a supressão de melatonina no período diurno e o contrário no período noturno. É ainda importante referir que, segundo a Lightenjin, tem-se recentemente verificado um aumento da procura em iluminação junto do plano de trabalho, de acordo com estudos de mercado.

Passando agora a uma descrição mais pormenorizada das especificações do candeeiro, este deverá ter 4 modos distintos de funcionamento, os quais combinam controlo automático com controlo manual, oferecendo a versatilidade que permite responder às exigências dos utilizadores num dado instante. Estes modos são os seguintes:

- Modo Manual: a iluminância e a CCT são inteiramente controlados pelo utilizador, entre um mínimo e um máximo de iluminância e de cor branca ou amarela, respetivamente;
- Modo Automático de Iluminância: o utilizador define um *setpoint* ou valor de referência dentro de uma dada gama possível para a iluminância desejada no plano de trabalho; consoante as perturbações exteriores de luz, é efetuado o controlo através do ajuste do fluxo luminoso emitido pelo candeeiro e consequentemente, quanto maior for a iluminância exterior, menor será o fluxo luminoso irradiado pelo candeeiro, o qual se poderá mesmo desligar; a temperatura da cor pode ser ajustada manualmente desde a cor branca até à cor amarela;
- Modo Automático de CCT: partindo do princípio que no período diurno é necessário induzir vitalidade aos utentes de espaços interiores, bem como suprimir a produção de melatonina e no período noturno deverá ser efetuado o oposto, neste modo a CCT é controlada de forma automática consoante a altura do dia, o que resulta numa baixa temperatura para o período diurno e numa alta temperatura para o período noturno; a iluminância emitida pelo candeeiro pode ser ajustada manualmente;
- Modo Automático: é efetuada a combinação entre os dois modos automáticos anteriores, ou seja, a iluminância é controlada através de um *setpoint* e a CCT é controlada consoante o instante temporal do dia; neste modo o utilizador apenas pode introduzir o *setpoint* pretendido.

A implementação do controlo e de todas as funcionalidades do candeeiro deverá ser efetuada de forma digital, através do recurso a um microcontrolador, que será a unidade principal de processamento. Este permite uma grande versatilidade na implementação, pela facilidade com que é possível alterar as funcionalidades e o modo de funcionamento do candeeiro, através de alterações de *firmware*. A ligação de quaisquer novos componentes de *hardware* que utilizem protocolos de comunicação comuns, como o I²C ou o SPI, fica também bastante facilitada. Estas vantagens tem uma relevância ainda maior se se considerar o baixo preço dos microcontroladores atuais, o qual possibilita a sua utilização em larga escala.

A interface com o utilizador será efetuada com recurso a interruptores de toque capacitivos por uma questão de estética e funcionalidade, o que requer a utilização de

um circuito integrado para medição do toque (o qual é realizado em elétrodos, que são pequenas superfícies condutoras, como será visto mais à frente).

Para o controlo automático de iluminância e CCT são necessários dois circuitos integrados, o primeiro denominado *Ambient Light Sensor* (ALS), que mede a iluminância ao nível do plano de trabalho e transmite estas medidas ao microcontrolador e o segundo um *Real-Time Clock* (RTC). Este último deverá ter a particularidade de comutar automaticamente a sua alimentação para uma fonte de alimentação secundária, que poderá ser por exemplo uma pilha CR2032 ou um supercondensador (*super-cap*), no caso de o candeeiro ser desligado da tomada ou por falha da rede elétrica, de modo a salvar as horas atuais.

As fontes de luz utilizadas deverão ser dois tipos de LEDs de alto brilho, pelas vantagens descritas na subsecção seguinte, um com uma baixa CCT e outro com uma alta CCT, de modo a permitir através do *dimming* (alteração da quantidade de fluxo luminoso) de cada um, obter temperaturas de cor diferentes, além de diferentes fluxos luminosos globais. O *dimming* será efetuado com recurso às saídas de PWM (*Pulse Width Modulation*) do microcontrolador, as quais controlam um LED *driver*, descrito também adiante neste capítulo.

Finalmente, ao nível de alimentação do circuito, será necessária uma fonte de alimentação AC-DC de 230 VAC (considerando o mercado Europeu) que alimentará todo o candeeiro, através do fornecimento de uma tensão contínua a partir da tensão alternada da rede e reguladores DC-DC comutados e lineares para conversão e estabilização das alimentações do controlador.

Foi ainda solicitado pela Lightenjin o estudo da viabilidade da implementação de um sensor de presença embutido no candeeiro, de modo a que este se desligasse automaticamente quando não fosse detetado movimento no espaço circundante.

Na figura 5.1 encontra-se o diagrama de blocos completo do controlador do candeeiro, de acordo com as especificações descritas nos parágrafos anteriores.

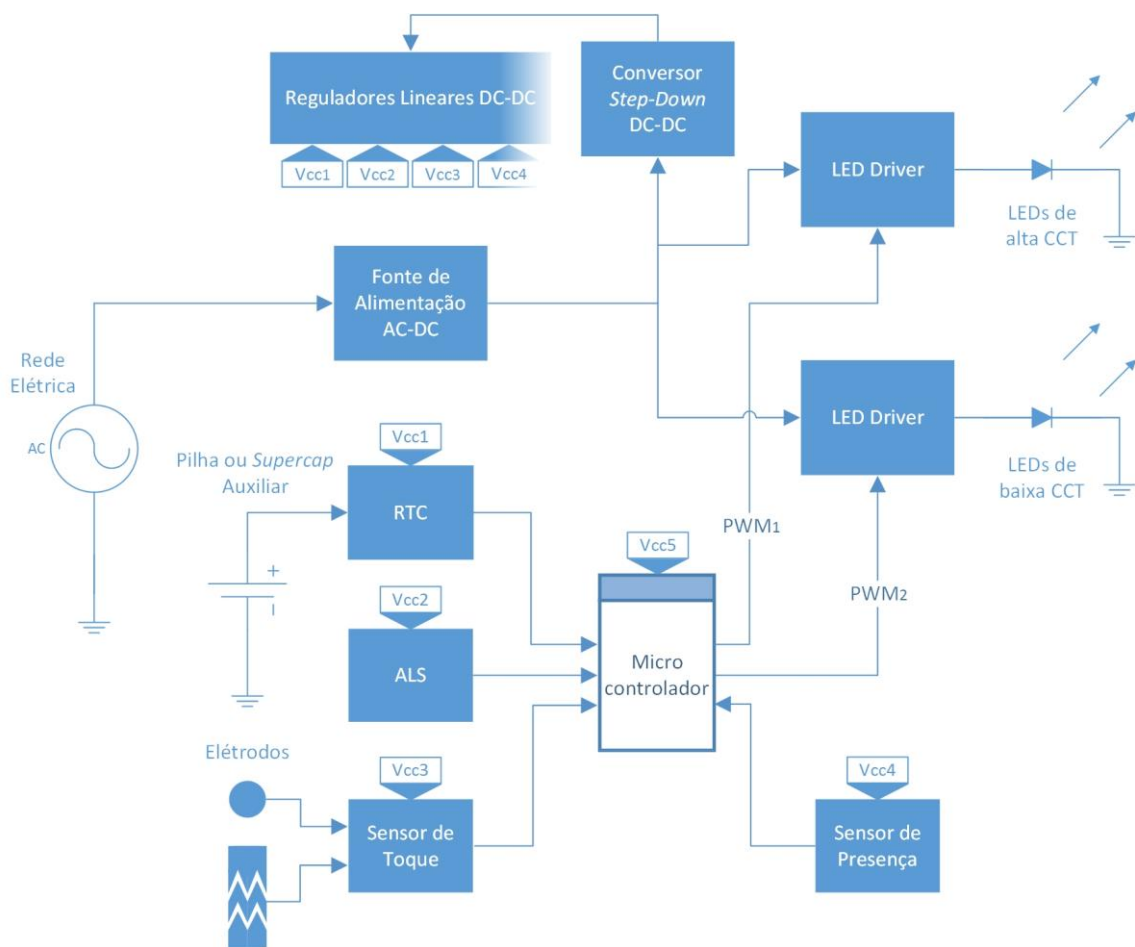


Figura 5.1 – Diagrama de Blocos completo do controlador proposto

Nas próximas subsecções do presente capítulo será exposto o princípio de funcionamento e o estado da arte dos diversos blocos do sistema mostrados na figura 5.1, sendo apresentado na última subsecção o estudo acerca da viabilidade da implementação de um sensor de presença.

5.2 Dispositivos de Iluminação

Com a proibição em Portugal da compra pelos retalhistas de lâmpadas incandescentes em Setembro de 2012, devido à sua elevada ineficiência e o consequente desaparecimento geral destas no ano de 2013, os LEDs de alto brilho tornaram-se um forte competidor das lâmpadas fluorescentes compactas (CFL – *Compact Fluorescent Lamp*) e das lâmpadas incandescentes de halogénio, que praticamente dominam as grandes superfícies comerciais. Os LEDs têm sido objeto de estudo e desenvolvimento ao longo

dos anos e apenas recentemente atingiram uma eficiência comparável à das lâmpadas CFLs, o que conjugado com outros atributos, como alta durabilidade e baixo consumo, os torna na lâmpada do futuro da iluminação [13].

Um LED – Díodo Emissor de Luz é um dispositivo semiconductor idêntico aos díodos utilizados nos circuitos eletrônicos, com a exceção de que a banda de energia que é necessário transpor para que haja recombinação entre elétrons e lacunas é projetada de forma a que os fótons emitidos no processo de recombinação estejam na região visível do espectro eletromagnético (figura 5.2). Quanto maior for a energia da banda, maior será a frequência de luz irradiada [13][37].

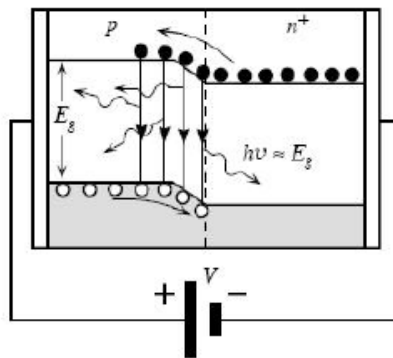


Figura 5.2 – Processo de recombinação de elétrons e lacunas num díodo (junção PN), em que E_g é a energia necessária para o processo de recombinação, ν é a frequência da luz emitida e h é a constante de Planck (Vijay Peddinti. (ac. Jul. 2013). Light Emitting Diodes (LEDs). *ELE 432 Assignment #3* [Online]. Disponível em: <http://www.ele.uri.edu/courses/ele432/spring08/LEDs.pdf>)

A energia da banda é alterada conforme o material semiconductor utilizado. Nos díodos comuns, o semiconductor geralmente utilizado é o silício, o que leva a frequências de radiação emitida inferiores à gama de frequências visível e também a tensões de condução V_f baixas, tipicamente iguais ou inferiores a 1V. No caso dos LEDs, são necessárias frequências na área do visível, com mais energia, o que leva à utilização de outros materiais semicondutores diferentes do silício, como por exemplo o InGaN e o SiC [56], com potenciais de condução de alguns volts. [13][37].

Como não é possível obter luz com um espectro largo, ou seja, luz branca utilizada na iluminação, a partir da radiação emitida diretamente pelos LEDs de alto brilho, é necessário recorrer à utilização de vários tipos de fósforos entre o LED e o exterior, de modo a que estes absorvam a radiação emitida pelo LED e a reemitam sobre várias bandas largas do espectro visível, cujos comprimentos de onda são determinados de

acordo os fósforos utilizados. Esta forma de obter luz branca a partir de radiação com outro comprimento de onda é semelhante à utilizada nas lâmpadas CFL, com a exceção de que a radiação emitida pelas CFL é absorvida pelo fósforo contido nestas é ultravioleta, o que diminui a eficiência destas lâmpadas em relação aos LEDs, pois a radiação emitida pelos LEDs é absorvida pelo fósforo tem maior comprimento de onda (menor energia), o que resulta em menor desperdício de energia na conversão para luz visível branca. Os fósforos utilizados nas CFL têm ainda a desvantagem de produzir um espectro com grandes picos em determinados comprimentos de onda (ver comparação entre espectros neste subcapítulo), facto que não se verifica tão acentuadamente no espectro de emissão dos LEDs e que resulta em piores IRC. No entanto, como será visto adiante, a eficiência e IRC das lâmpadas CFL e LEDs são ainda bastante semelhantes.

Existe ainda outro método menos utilizado e mais dispendioso e complexo para a obtenção de luz branca nos LEDs, que consiste na utilização de LEDs RGB, o qual apresenta maior potencial para aumentar a eficiência e durabilidade dos LEDs, já que não utiliza fósforo, o qual além de dissipar energia na conversão dos comprimentos de onda, se degrada com o tempo [13][33]. Finalmente, existem outras técnicas, algumas pouco difundidas e outras relativamente recentes e ainda em desenvolvimento, para produzir luz branca a partir de LEDs [38][39].

Depois de apresentado o princípio de funcionamento dos LEDs de alto brilho, é agora exposto sumariamente o modo de funcionamento das lâmpadas incandescentes de halogénio e fluorescentes CFL (figura 5.3), as quais são os maiores competidores das lâmpadas LED atualmente, como já foi referido.



Figura 5.3 – Lâmpadas mais utilizadas atualmente; da esquerda para a direita: LED, CFL e incandescente de halogénio (<http://www.robaid.com/wp-content/gallery/gadgets1/led-cfl-and-incandescent-ligh-bulbs.jpg>)

As lâmpadas incandescentes são lâmpadas que ao contrário dos LEDs, que emitem luz por um processo denominado eletroluminescência, possuem um filamento de tungstênio envolvido num gás inerte, filamento que aquecido a uma dada temperatura emite luz, razão pela qual se chamam lâmpadas de incandescência [13]. Estas lâmpadas têm a vantagem de poderem ser ligadas diretamente à rede sem qualquer componente ou circuito eletrônico adicional, o que as torna bastante baratas.

As lâmpadas de halogéneo são também lâmpadas de incandescência, mas contêm uma pequena concentração de um gás halogéneo, que prolonga a vida útil do filamento de tungstênio, através de uma reação química que deposita o tungstênio evaporado devido à alta temperatura novamente no filamento. São ainda mais eficientes do que as incandescentes comuns porque funcionam a uma temperatura mais elevada, a qual leva também a uma maior CCT [13].

As lâmpadas fluorescentes compactas têm um princípio de funcionamento semelhante ao das lâmpadas fluorescentes normais, com a exceção de que são projetadas de modo a serem compactas e a possuírem casquilho E14 ou E27, para substituir as lâmpadas incandescentes. Estas lâmpadas produzem luz visível a partir da ionização de mercúrio que se encontra dentro do seu tubo e que cujos elétrons emitem radiação ultravioleta quando voltam ao seu estado de energia mais baixo, depois de excitados. Esta radiação ultravioleta ioniza os fósforos que também se encontram dentro do tubo, produzindo luz visível [13]. Para ionizar os gases presentes no tubo, de modo a formar um caminho condutor denominado plasma, existem dois elétrodos situados nos extremos do tubo, que são aquecidos para emitir elétrons e sujeitos a uma elevada diferença de potencial, a qual é produzida por um dispositivo chamado balastro, que também tem a função de limitar a corrente que atravessa o tubo da lâmpada [13][40] (figura 5.4).

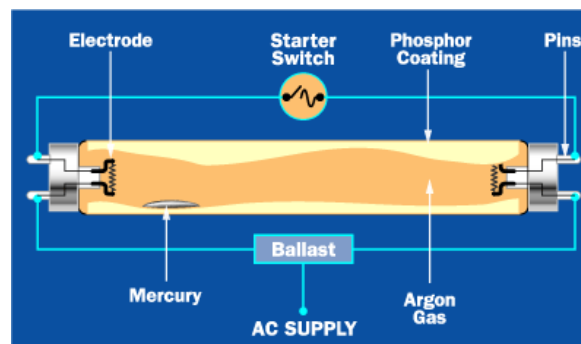


Figura 5.4 – Esquema de uma lâmpada fluorescente com balastro magnético ([40])

Há algum tempo, o elemento principal dos balastros era uma grande indutância (balastro magnético), que conseguia estes dois objetivos a partir das propriedades das bobinas: produção de altas tensões a partir de variações súbitas de corrente e oposição à variação da mesma corrente [40]. No entanto, estes balastros operavam à frequência da rede de 50Hz, o que levava a que fossem grandes e pesados e a emitir um ruído audível. Atualmente, utilizam-se balastros eletrônicos compactos com base na tecnologia de fontes comutadas (ver subcapítulo sobre fontes de alimentação adiante), que funcionam a uma frequência bastante mais elevada na ordem das dezenas de KHz, a qual reduz o seu tamanho e peso, permitindo a sua utilização nas lâmpadas CFL e eliminando o ruído audível. O arranque destas lâmpadas é praticamente instantâneo, através da implementação de sistemas “*rapid start*” ou “*instant start*” [13].

As lâmpadas fluorescentes são seguras porque convertem a radiação UV produzida em radiação visível através da utilização de fósforo, o que não acontecia nas lâmpadas de arco voltaico que emitiam radiação UV não filtrada.

Por fim, note-se que o processo de produção de luz em todas lâmpadas anteriormente apresentadas é idêntico, pois resulta sempre da excitação de eletrões que quando retornam ao seu estado normal de energia emitem fotões com determinado comprimento de onda. O que varia entre as lâmpadas é o método de excitação dos eletrões, que no caso das lâmpadas de incandescência é por calor, nas lâmpadas fluorescentes é por absorção de radiação [40][41] e nos LEDs é por passagem de corrente elétrica, ou seja, eletroluminescência, embora também haja um processo de fluorescência quando esta radiação é convertida para luz branca.

Existem ainda outros tipos de dispositivos de iluminação como as lâmpadas de descarga de alta intensidade ou as lâmpadas de indução que não serão abordadas na presente subsecção, as primeiras porque têm a sua aplicação mais no âmbito da iluminação pública e industrial e são semelhantes às CFL e as segundas porque são pouco utilizadas.

Passando agora à comparação entre as lâmpadas acima mencionadas, são apresentadas na tabela seguinte algumas características importantes destas.

Características	Halogéneo	CFL	LED
Custo (€) ¹	3,49 [42]	4,29 [43]	9,99 [44]
Fluxo Luminoso (lm) ¹	346 [42]	435 [43]	400 [44]
Potência Consumida (W) ¹	28 [42]	8 [43]	7,5 [44]
Eficiência Energética (lm/W) ^{1,2}	12,36	54,38	53,33
Eficiência Radiante (%) ³	10 [45]	20 [13]	25 [13][14]
IRC	100 [33]	80 [13][46]	80 [13][46]
Durabilidade (horas)	1.500 [42]	8.000 [13]	25.000 [44]
Redução de durabilidade devido a ciclos <i>On/Off</i>	Sim [48]	Sim [13][48]	Não [13][48]
Presença de substâncias perigosas	Potencialmente	Mercúrio	Potencialmente [52]
Tempo até atingir brilho máximo	Nulo [48]	Considerável [48]	Nulo [48]

Tabela 5.1 – Comparação das características de lâmpadas de halogéneo, CFL e LED

Analisando o quadro mostrado, verifica-se que a eficiência energética dos LEDs com casquilho E14/E27 ainda é bastante semelhante à eficiência das CFL, sendo no caso destes exemplares até ligeiramente inferior⁴. Esta situação deve-se ao facto de no mercado português ainda ser difícil encontrar lâmpadas LED E14/E27, pois existem mais candeeiros LED à venda, os quais mesmo assim têm eficiências energéticas ainda menores do que as mostradas na tabela 5.1. No entanto, existem no mercado estrangeiro LEDs com uma eficiência consideravelmente maior [13][14][46], fabricados por empresas como a Cree e a Philips. A Cree encontra-se neste momento no topo do desenvolvimento da tecnologia LED, com vendas na ordem dos biliões de dólares e produtos LED com eficiência energética muito elevada [49], tendo conseguido atingir em 2011, em laboratório, uma eficiência de 231 lm/W [50], a qual fica muito próxima de limites teóricos como o da eficiência máxima na utilização fósforo em LEDs brancos, de 238 lm/W [13] e o que se baseia em considerações sobre o espectro de corpos negros e a visão fotópica, de 251 lm/W [51]. Na prática ainda não existem no mercado

¹ Estas rubricas correspondem a produtos à venda em meados de 2013 nas grandes superfícies.

² Relembrando a definição, eficiência energética é o quociente entre fluxo luminoso e potência consumida.

³ Como também já foi definido, eficiência radiante é o quociente entre a potência radiada e consumida.

⁴ À data de conclusão da escrita desta Dissertação (Outubro de 2013), o LIDL promove a venda de lâmpadas LED E14/E27 por 5,99 €, com uma eficiência energética de 83,33 lm/W, o que mostra a evolução dos LEDs.

LEDs com valores de eficiência tão elevada, mas as lâmpadas que existem já superam as CFL. Saliente-se ainda que segundo [13], a percentagem de energia despendida em iluminação em todo o Mundo, de 20%, já referida no subcapítulo 4.3, seria reduzida para 4% se se utilizassem apenas LEDs.

Outra das vantagens importante dos LEDs em relação às outras lâmpadas é a sua longa longevidade de no mínimo 25.000 horas. Esta corresponde na verdade ao tempo que o LED perde 70% do seu fluxo luminoso inicial e não à altura em que este deixa de funcionar completamente, como acontece com as outras lâmpadas, o que é uma vantagem. As durações apresentadas são no entanto aproximações, porque são estimadas por extrapolações um pouco exageradas [13], como se pode comprovar pela duração das CFL, que é quase sempre muito inferior às 8.000 horas reivindicadas. Mesmo assim, para o caso dos LEDs espera-se uma durabilidade bastante maior do que as concorrentes, por ser essencialmente um dispositivo que utiliza tecnologia do estado-sólido [13].

Acerca do IRC – Índice de Restituição de Cores, verifica-se que o valor apresentado para as lâmpadas CFL e LED de 80, se encontra no limiar de uma boa iluminação de interiores, de acordo com a norma EN 12464-1 (ver subsecção 4.2.1), [13] e [46]. Segundo esta última referência, uma iluminação de qualidade de interiores deverá ter $IRC \geq 90$, valor que tipicamente só é atingido com lâmpadas de incandescência, cujo IRC é praticamente ideal, já que os LEDs e CFL atualmente no mercado tendem a ter IRC até mesmo ligeiramente inferiores ao valor referido de 80.

Sobre a toxicidade das substâncias contidas nos LEDs, a maior parte da literatura refere que os LEDs são “amigos do ambiente” e não contêm substâncias perigosas [13][47][48]. No entanto, isto não corresponde totalmente à verdade, pois além da utilização de fósforos em LEDs de luz branca, que podem ser tóxicos [47], os LEDs estão sujeitos à utilização de outras substâncias potencialmente tóxicas nos seus componentes, como o chumbo, o arsénio e o níquel, como mostra [52]. As lâmpadas incandescentes também estão sujeitas à utilização de substâncias potencialmente tóxicas na sua produção. As CFL contêm mercúrio, que é um metal pesado, perigoso para a saúde.

Apesar dos inconvenientes descritos nos parágrafos anteriores, que mesmo assim são iguais ou mais acentuados nas CFL, os LEDs possuem ainda outras vantagens importantes, mostradas na tabela 5.1, como maior taxa de conversão de energia elétrica para energia radiante, insensibilidade a ciclos de ligar/desligar e tempo praticamente nulo para atingir o seu brilho máximo, o que não se verifica nas CFL.

Acerca da possibilidade de *dimming* dos tipos de lâmpadas mostrados, existem diversas fontes que referem que não é possível efetuar *dimming* com lâmpadas CFL. Segundo [13], isto também não corresponde à verdade, já que o *dimming* das CFL pode ser obtido recorrendo a um tipo especial de balastro, embora seja bastante incomum. O *dimming* das lâmpadas incandescentes pode ser efetuado por exemplo com controlo de fase da linha AC e o *dimming* dos LEDs pode ser conseguido através da variação linear ou média da sua corrente, como será visto no subcapítulo seguinte.

Finalmente, existe ainda outro problema nos LEDs, que no âmbito da presente Dissertação, tem uma relevância particular. Na figura 5.5 são apresentados os espectros das fontes luminosas descritas anteriormente.

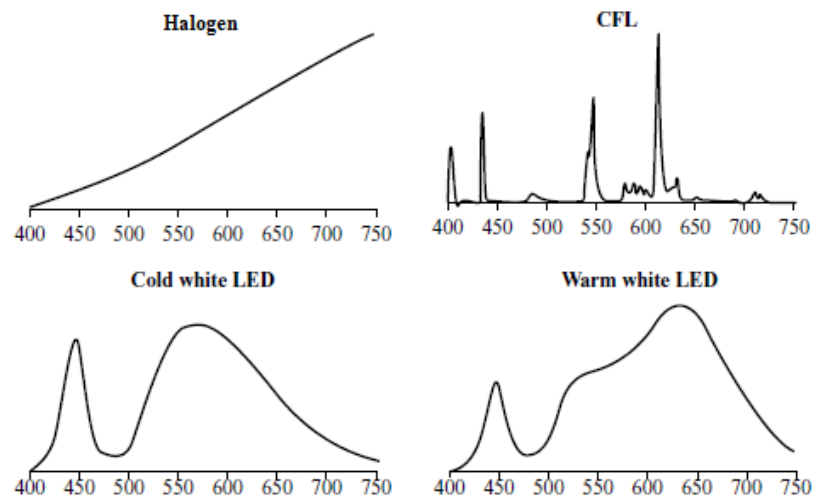


Figura 5.5 – Espectro típico das lâmpadas de halogénio, CFL e LED de alta e baixa CCT
(adaptado) ([13])

A figura 5.5 mostra que o melhor espectro no que diz respeito a não evitar a supressão de melatonina, cujo pico do espectro de ação de supressão $c(\lambda)$ é entre os 440 nm e os 470 nm (ver figuras 4.2 e 5.6) é o da lâmpada incandescente (ou lâmpada incandescente de halogéneo, que possui um espectro idêntico), que apresenta componentes espectrais com pouca relevância nesta gama. As CFL apresentam picos com relativa importância, pelo que são lâmpadas menos adequadas para iluminar interiores no período noturno. Já os LEDs são as piores fontes luminosas no respeitante a este assunto, pois apresentam um pico com uma componente espectral muito forte em $c(\lambda)$. A figura 5.6 ilustra com mais detalhe este problema, embora seja um exemplo de um LED com forte componente azul.

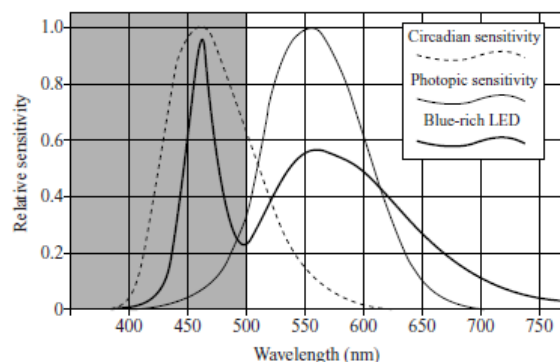


Figura 5.6 – Exemplo do espectro de um LED que possui uma forte componente em $c(\lambda)$ ([13])

Este facto terá que merecer possivelmente mais atenção no futuro, já que como será visto na implementação prática, os dispositivos de iluminação escolhidos serão LEDs e um dos principais objetivos a serem atingidos pelo candeeiro LED é efetuar uma iluminação semelhante à da luz do dia, o que implica uma iluminação tendo em conta os ritmos circadianos. Isto corresponde efetivamente a uma iluminação com supressão de melatonina no período diurno, mas no período noturno deverá ser efetuado o contrário, o que se torna difícil, devido ao espectro referido dos LEDs. Existem no entanto LEDs com espectros mais favoráveis, cuja implementação no candeeiro deverá ser considerada e de facto há um ligeiro um decréscimo da potência espectral em $c(\lambda)$ com a utilização de LEDs de baixa CCT, como mostra a figura 5.5, o que representa uma mais-valia. Como também já foi mencionado no capítulo 4, para assegurar que os LEDs possuem o espectro pretendido, é necessário medi-lo com um espectrómetro.

Concluindo, verifica-se que atualmente os maiores inconvenientes dos LEDs são o seu custo inicial bastante elevado, o IRC quase sempre inferior a 90, um espectro não favorável para iluminação noturna de interiores e ainda pouca competitividade com as lâmpadas CFL. A tecnologia LED continua no entanto em evolução, existindo até uma lei de crescimento semelhante à lei de Moore (lei de Haitz), que prevê que este tipo de iluminação se torne dominante num futuro próximo [13].

5.3 LED Driver

Como foi mencionado no subcapítulo 5.2, as lâmpadas LED, à semelhança das fluorescentes, necessitam de um circuito a jusante, ligado à linha AC, conhecido como

balastro. No caso dos LEDs, o balastro, que se poderá denominar “LED *driver*” para distinguir do balastro das lâmpadas fluorescentes [13], tem como funções principais limitar a corrente que os atravessa, pois a sua resistência intrínseca é tipicamente muito baixa e garantir uma operação estável, sem o cintilar que variações na tensão de alimentação podem originar.

Deste modo, na sua forma mais básica, os circuitos LED *drivers* possuem a estrutura apresentada nas figuras 5.7 a) e b).

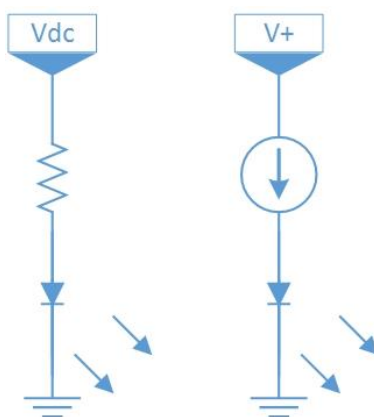


Figura 5.7 – a) LED *driver* com resistência; b) LED *driver* com fonte de corrente

O circuito da figura 5.7 a) necessita de uma fonte de tensão DC com estabilidade suficiente para que não haja variações significativas de corrente nos LEDs que levem a variações perceptíveis de fluxo luminoso, pois a resistência apenas limita a corrente fornecida pela fonte. No entanto, segundo [13] e [46], existem LED *drivers* iguais ao da figura 5.7 a) que operam diretamente a partir de uma tensão AC retificada, o que leva a um cintilar ao dobro da frequência da linha e a uma redução da eficiência nos LEDs, além de perdas significativas na resistência, sendo por isso apenas utilizados em aplicações específicas.

O LED *Driver* da figura 5.7 b) é um circuito prático que polariza os LEDs com uma dada corrente constante e independente das variações da fonte de alimentação numa dada gama. Desta forma, se a fonte de alimentação possuir alguma variação de tensão no tempo (*ripple*), o cintilar dos LEDs é minimizado.

Para que seja possível efetuar o *dimming* dos LEDs é necessário um LED *driver* que permita variar a sua corrente média ou absoluta. O comando de *dimming* é efetuado através de uma entrada PWM, através de uma entrada analógica, ou de ambas as formas. A abordagem a LED *drivers* com *dimming* baseados em fontes de corrente li-

neares será efetuada na Parte II da presente Dissertação. De seguida, são apresentados os LED *drivers* mais utilizados atualmente que, por questões de eficiência, são baseados em fontes comutadas [53][54].

Ao contrário das fontes lineares, cuja tensão de entrada tem que ser sempre maior do que a tensão na saída, de modo a permitir a dissipação de energia sobre a forma de calor, as fontes comutadas permitem obter uma tensão de saída que pode ser menor ou maior do que a tensão de entrada, consoante a topologia utilizada. Uma pequena explicação acerca do funcionamento da topologia *buck* ou *step-down*, utilizada no âmbito desta Dissertação, que permite obter uma tensão na saída sempre menor do que a tensão da entrada é apresentada em 5.4.

Na figura 5.8 é mostrado o esquema geral do circuito baseado em fonte comutada que substitui a fonte de corrente na figura 5.7 b). Neste caso é exposta a topologia *buck*.

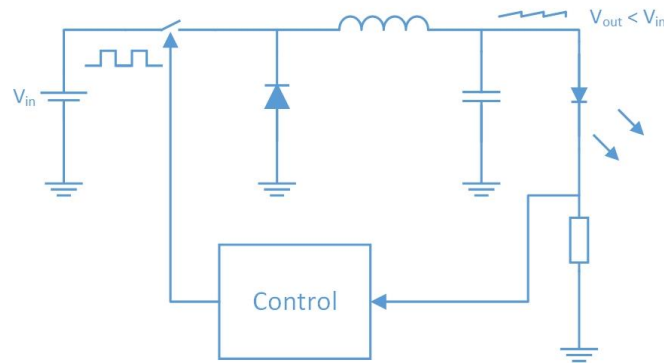


Figura 5.8 – Conversor *buck* com realimentação por corrente

Nesta topologia, quanto maior for o tempo *on* do interruptor da figura 5.8, maior será a tensão V_{out} e conseqüentemente maior será a corrente que atravessa os LEDs, resultando em maior fluxo luminoso. A corrente atual é conhecida através da leitura da queda de tensão na resistência mostrada. Desta forma, através de realimentação, o dispositivo “control”, que pode ser um microcontrolador, controla o tempo a *on* do interruptor, obtendo a corrente pretendida nos LEDs.

Como já foi referido e como se pode observar na figura 5.8, este conversor comuta- do tem perdas muito baixas, que apenas derivam das resistências parasitas da bobine e do condensador, da tensão de condução do diodo e da resistência de realimentação, entre outros. O interruptor, que é tipicamente implementado com transístores, tem também perdas muito baixas, pois encontra-se na região de saturação no caso de tran-

sístores bipolares e na região de tríodo no caso de transístores de efeito de campo, ou seja, o interruptor comporta-se como um curto-circuito quando está fechado, com uma queda de tensão muito baixa. Estes factos justificam a elevada eficiência das fontes comutadas e possibilitam que a tensão de entrada tenha valores bastante mais elevados do que a tensão na saída, o que não se verifica nas fontes lineares. As fontes comutadas possuem, no entanto, o inconveniente de originarem na saída uma tensão com um *ripple*, ao contrário das fontes lineares.

O *dimming* dos LEDs neste LED *driver* pode ser efetuado variando a corrente linearmente, através da variação dinâmica do *duty-cycle* da onda PWM no interruptor. Este método apresenta no entanto alguns inconvenientes, como será referido na Parte II da presente Dissertação.

É também possível efetuar o *dimming* dos LEDs através da variação da sua corrente média, isto é, ligando-os e desligando-os periodicamente. Quando o circuito está “ligado”, os LEDs são percorridos pela corrente imposta pelo conversor *buck*. Quando o mesmo circuito está “desligado”, a corrente nos LEDs é nula. Neste caso, é necessária a sobreposição de um segundo *duty-cycle* sobre o primeiro *duty-cycle*, que irá ligar e desligar globalmente o circuito, através do corte do interruptor na figura 5.8. Esta segunda onda PWM tem que ter uma frequência menor do que a primeira onda, de modo a permitir a correta operação do conversor *buck* enquanto a segunda onda PWM não interfere no corte global do circuito. Esta implementação pode ser efetuada por *software*, o que requer apenas uma onda PWM, ou por *hardware*, através de por exemplo uma porta lógica AND, implementação realizada no LED *driver* integrado HV9910 da Supertex (nota: todas as referências relativas aos circuitos integrados apresentados ao longo desta Dissertação correspondem aos respetivos *datasheets*) (figura 5.9).

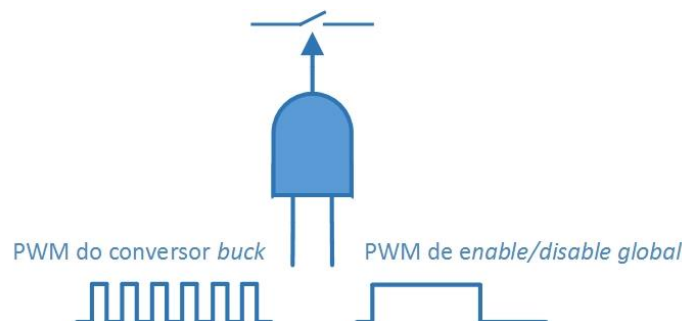


Figura 5.9 – Implementação de *dimming* dos LEDs com porta AND num conversor comutado

Analisando a figura 5.9, verifica-se que o sinal de *enable/disable* é transparente para o conversor *buck* se se encontrar no nível lógico ‘1’, o que corresponde à operação normal do conversor e desliga o circuito globalmente, se se encontrar no nível lógico ‘0’, permitindo o *dimming* por variação da corrente média.

Na prática, existem atualmente circuitos integrados LED *drivers* que implementam uma topologia específica de fonte comutada consoante as necessidades e possuem uma entrada digital de PWM ou analógica que efetua o *enable/disable* global, permitindo facilmente a implementação do *dimming* dos LEDs. Dois exemplos de topologias *step-down* bastante utilizadas encontram-se na figura 5.10 a) e b).

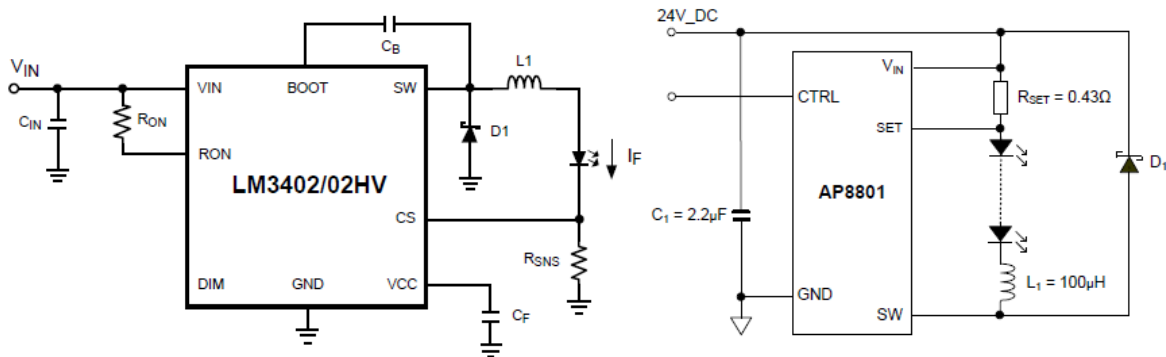


Figura 5.10 – a) Conversor *buck* baseado no LM3402 da Texas Instruments; b) Conversor *step-down* baseado no AP8801 da Diodes (*datasheets* dos circuitos integrados)

A utilização de LED *drivers* integrados permite ainda solucionar um problema que surge na implementação típica do conversor *buck* (figura 5.8), relacionado com a lentidão na comutação do transístor PMOS do interruptor, através de utilização de transístores PMOS com *gate driver* ou transístores NMOS com circuitos de *bootstrap* e *gate driver*. Para descartar a utilização do transístor PMOS e apenas utilizar um NMOS sem *bootstrap*, muitas implementações de LED *drivers* integrados baseiam-se na mostrada na figura 5.10 b), em que o transístor de comutação pode simplesmente ser um NMOS com a fonte à massa. Esta abordagem cria no entanto outro problema, pois a resistência de *sensing* não se encontra à massa e a leitura de corrente tem que ser efetuada de modo diferencial. As características de algumas das implementações possíveis para um LED *driver* encontram-se na Parte II desta Dissertação.

A implementação de todos os circuitos anteriores pressupõe que a tensão de entrada V_{in} seja uma tensão contínua relativamente estável, a qual pode ser obtida a partir da rede AC através de uma fonte comutada AC-DC. No entanto, existem atualmente,

circuitos integrados como o NCL30001 da On Semiconductor, que efetuam o *drive* de LEDs diretamente a partir da rede AC, através da implementação de um conversor AC-DC isolado em conjunto com um LED *driver*, num único estágio, o que permite reduzir custos, tendo também em conta a obtenção de um bom fator de potência (ver subcapítulo 5.4). Outras abordagens são também possíveis de serem implementadas, como por exemplo as implementações com dois estágios, como a estudada em [46], que corrigem o fator de potência através de um pré-conversor *boost*. Finalmente, existem ainda integrados como o LM3445 da Texas Instruments, que efetuam a tradução de um *dimming* por controlo de fase da linha AC, atualmente bastante disseminado para lâmpadas incandescentes mas que não é útil com LEDs.

Comparando agora o método de *dimming* de LEDs com PWM e o método analógico, verifica-se que neste último poderão ocorrer mudanças na CCT dos LEDs à medida que a sua corrente varia linearmente, facto que não acontece no *dimming* digital, pelo que o método analógico não é aconselhável para aplicações em que a CCT seja crítica [13][33][55]. Segundo [55], o método digital permite obter também melhor linearidade do que o método analógico. A mínima frequência de PWM para evitar a perceção de cintilar, mesmo com objetos em movimento, deverá ser de 200Hz [56].

5.4 Fontes de Alimentação

As fontes de alimentação comutadas, devido ao seu tamanho bastante reduzido e elevada eficiência, são a única escolha possível no âmbito desta Dissertação, pois o candeeiro requer mobilidade, leveza e eficiência.

Começando pela análise sumária do conversor *buck*, este é reproduzido novamente na figura 5.11 com a alteração relativa à realimentação, que deixa de ser efetuada por corrente como na figura 5.8.

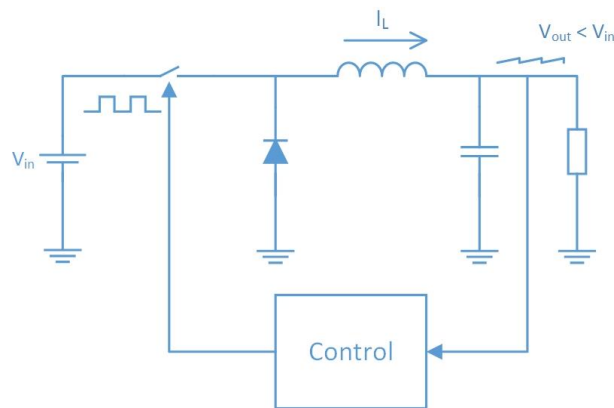


Figura 5.11 – Conversor *buck* realimentado por tensão

À semelhança de outros conversores comutados, também este conversor possui duas fases de funcionamento, associados aos dois estados possíveis do interruptor da figura 5.11.

Quando o interruptor fecha, a tensão da entrada V_{in} é aplicada no lado esquerdo da bobine, polarizando inversamente o diodo (de “roda livre”), o que resulta no crescimento linear da corrente I_L que atravessa a bobine. Na segunda fase de funcionamento o interruptor abre e o diodo fica diretamente polarizado, o que provoca a descida linear da corrente I_L . Ao valor médio desta corrente corresponderá uma dada tensão na saída do conversor, com um determinado *ripple*, tensão dada por $V_{out} = \delta V_{in}$, em que δ é o *duty-cycle*. A dedução desta equação, mais detalhes acerca do funcionamento do circuito e formas de onda, podem ser encontrados em [57].

Como o ruído destas fontes é muito mais elevado do que o das lineares, é comum colocarem-se reguladores lineares imediatamente a seguir a um regulador comutado, de modo a obter o melhor dos dois mundos: elevada eficiência e elevada regulação.

As fontes de tensão comutadas utilizadas comercialmente são no entanto substancialmente mais complexas do que o regulador *buck* apresentado. Para se obter na sua saída uma tensão DC relativamente estabilizada (com algum *ripple*), é necessário retificar primeiro a tensão da rede AC, seguindo-se a implementação de filtros de EMI (*Electromagnetic Interference*), andar de PFC (*Power Factor Correction*) e ainda proteções contra curto-circuito e sobretensão. Por questões de segurança, é também conveniente isolar a tensão da rede de todo o restante circuito, através da utilização de um transformador, que também limita a potência entregue pela rede em caso de, por exemplo, curto-circuito na saída, devido à saturação do seu núcleo. O diagrama de blo-

cos geral de uma fonte comutada sem as proteções de curto-circuito e sobretensão é mostrado na figura 5.12 [13][57].

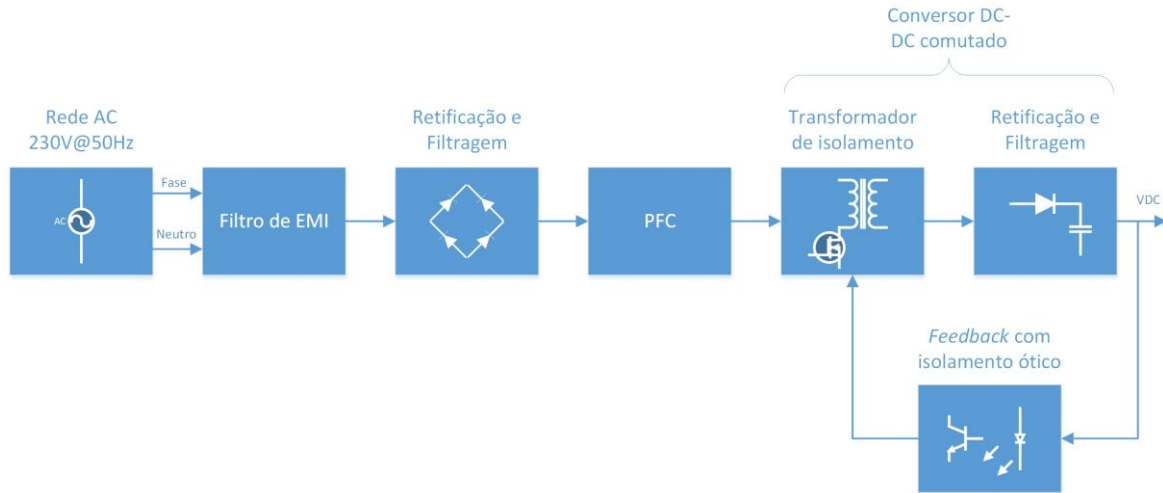


Figura 5.12 – Diagrama de blocos geral de uma fonte comutada com isolamento

O transformador de isolamento da figura 5.12 funciona a uma elevada frequência, o que permite reduzir consideravelmente o seu tamanho e peso, ao contrário do verificado nas fontes de alimentação lineares [13][57].

O bloco de conversão DC-DC da figura 5.12 é denominado conversor *flyback* com isolamento e é mostrado com mais detalhe na figura 5.13. A ênfase dada ao conversor *flyback*, além de ser o conversor implementado na fonte comercial descrita na Parte II, prende-se também com o facto de este ser muito simples e talvez o de menor custo para potências normalmente utilizadas em circuitos com LEDs.

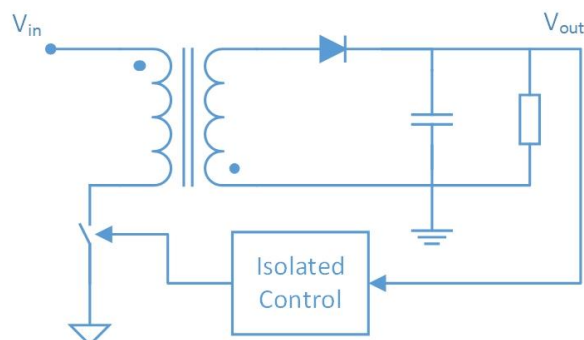


Figura 5.13 – Conversor *flyback* com isolamento

O princípio de funcionamento deste conversor baseia-se na condução alternada de corrente dos dois enrolamentos do transformador. Na primeira fase, o interruptor da figura 5.13 está fechado e ocorre uma subida linear de corrente no primário do transformador, o que corta o diodo e carrega o transformador (de notar que o transformador de comporta como uma bobine). Na segunda fase, o interruptor abre e a energia acumulada é descarregada no secundário do transformador, colocando o diodo em condução. A tensão na saída é função do *duty-cycle* da onda PWM e do número de espiras do transformador [57]. Uma explicação do funcionamento deste circuito mais detalhada, equações e formas de onda podem ser encontrados em [58].

Na prática, a implementação de um conversor *flyback* com isolamento pode ser atualmente efetuada com recurso a circuitos integrados que facilitam este propósito, como Viper17, da STMicroelectronics, apresentado na figura 5.14, onde se pode facilmente distinguir alguns dos blocos da figura 5.12.

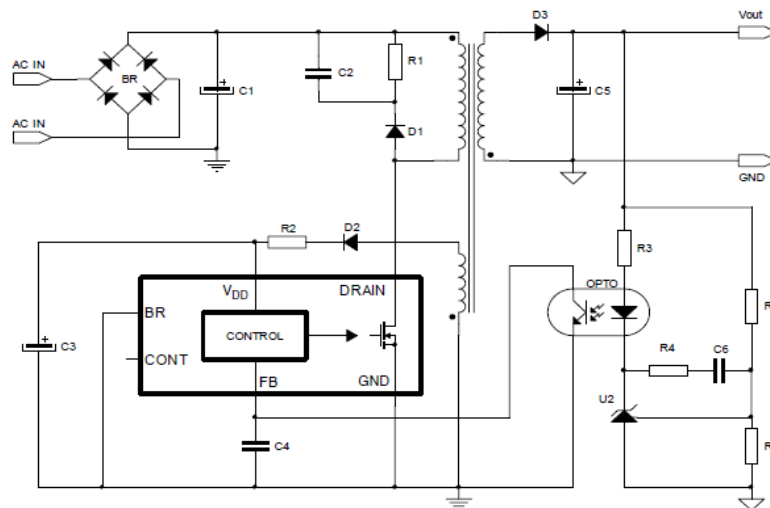


Figura 5.14 – Implementação prática de conversor *flyback* com isolamento (*datasheet do chip*)

Uma sugestão de implementação de uma fonte de alimentação isolada *flyback* para LEDs com recurso a um microcontrolador PIC16 da Microchip pode ser encontrada em [59].

A utilização de um filtro de EMI é importante nas fontes comutadas, já que estas produzem uma quantidade considerável de ruído eletromagnético devido à comutação de alta frequência. De acordo com [13], existem dois tipos de EMI: a de condução, que se propaga para a rede AC e a de radiação, que é irradiada para o espaço. O primeiro tipo pode ser filtrado através da utilização de um condensador cerâmico em paralelo e

de um indutor em série, por exemplo. O segundo tipo advém do comportamento das pistas e planos condutores dos circuitos como antenas, que irradiam para o espaço e pode ser minimizado através da redução da área ocupada por estes, assim como através da utilização de blindagem. A frequência de comutação deverá também estar limitada a 150KHz, ou acima 1MHz [13].

O andar de correção de fator de potência (PFC) encontra-se atualmente a ser implementado em cada vez mais fontes de alimentação comutadas, devido às regulamentações impostas pelos governos (especialmente a norma IEC61000-3-2) e é também um dos pontos de investigação mais importantes nos dias de hoje nesta área. A sua implementação permite reduzir custos, perdas e interferências com outros aparelhos alimentados pela rede. O objetivo deste andar é moldar a forma de onda da corrente consumida, de modo a que esta se assemelhe o mais possível com a onda de tensão da rede AC, reduzindo o seu desfasamento e distorção harmónica.

A sua implementação pode ser efetuada de forma passiva ou ativa, com esta última opção a ser atualmente muitas vezes escolhida, devido ao baixo preço atual dos circuitos integrados desenvolvidos para este propósito. As mais recentes regulamentações exigem ainda fatores de potência superior a 0,9, inatingíveis pelo tipo de correção passiva [60]. O tipo de PFC ativo mais utilizado atualmente é a implementação de um conversor *boost*, que aumenta a tensão na sua saída e molda a corrente consumida de forma quase perfeita em relação à tensão AC da rede. Mais detalhes acerca da implementação de PFC podem ser encontrados em [60] e [61].

5.5 Sensores de Luz Ambiente

Atualmente, a medição da iluminância num dado ambiente é normalmente efetuada com recurso a fotodíodos ou a fototransístores, que são dispositivos que se baseiam nas propriedades das junções PN e têm uma saída em corrente ou através de fototresistências (LDR - *Light Dependent Resistor*), cuja resistência varia com o fluxo luminoso.

A operação física dos fotodíodos consiste na geração de pares eletrão-lacuna na região de depleção dos díodos, proporcional à incidência de fótons, pares que são acelerados por influência do campo elétrico da junção PN e que fluem através do circuito externo que é aplicado ao fotodíodo [62].

A polarização de um fotodíodo pode ser efetuada de dois modos distintos, denominados modo fotovoltaico e modo fotocondutivo. O primeiro corresponde aos pontos de funcionamento do 4º quadrante da curva característica dos fotodíodos, mostrada na figura 5.15 e inclui também os pontos de funcionamento sobre o eixo das abcissas, que correspondem ao circuito aberto. O segundo modo engloba os pontos de funcionamento sobre o 3º quadrante da mesma curva, incluindo os pontos sobre o eixo das ordenadas, cuja fotocorrente é de curto-circuito (figura 5.15) [64].

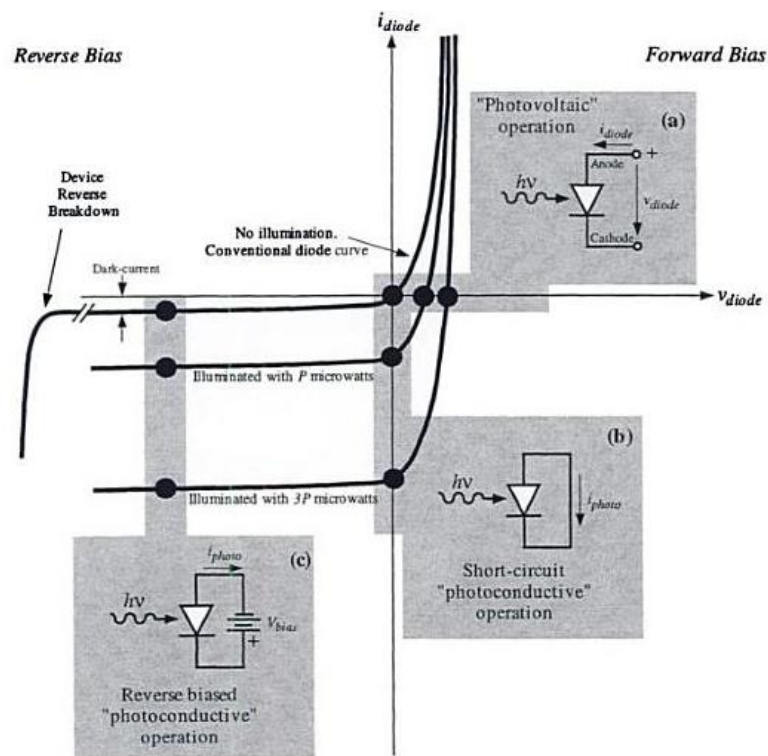


Figura 5.15 – Modos de polarização de um fotodíodo (adaptado) ([62])

A figura 5.15 mostra todos os pontos de funcionamento referidos para o modo fotocondutivo, mas para o modo fotovoltaico apenas contém os pontos de circuito aberto.

No modo fotovoltaico a leitura de iluminância é efetuada por tensão, através da abertura dos terminais do fotodíodo, ou recorrendo à utilização de uma resistência de grande valor. A fotocorrente é nula e a fototensão resultante possui uma variação logarítmica [64]. Neste modo de funcionamento a polarização do fotodíodo é efetuada pela iluminação a que este se encontra sujeito e não é efetuada qualquer polarização auxiliar. Devido ao facto da variação de fototensão ser logarítmica e ser também bas-

tante dependente das variações de temperatura [63], além da sua resposta ser lenta, este modo é menos utilizado [62].

Nos modos de fotocondutividade a leitura da iluminância é efetuada por fotocorrente, que entra pelo cátodo do fotodíodo. Para colocar o fotodíodo nos pontos de funcionamento deste modo, é necessário forçar uma tensão inversa no fotodíodo com recurso a uma fonte de tensão auxiliar, ou pode-se também curto-circuitar o mesmo, como mostra a figura 5.15. A corrente de curto-circuito lida possui uma variação extremamente linear com a variação de iluminação exterior [63][64].

No acondicionamento do sinal do fotodíodo é normalmente utilizado um amplificador de transimpedância com um amplificador operacional, que converte a fotocorrente numa tensão [63] (figura 5.16).

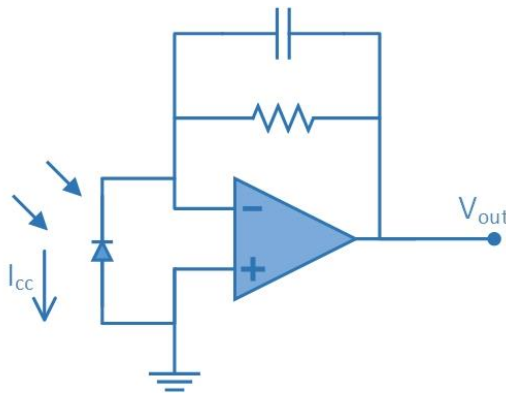


Figura 5.16 – Amplificador de transimpedância no acondicionamento do sinal de um fotodíodo

A figura 5.16 mostra que como a realimentação do opamp é negativa, ambos os seus terminais estão curto-circuitados à massa, o que leva também ao curto-circuito dos terminais do fotodíodo e ao seu funcionamento sobre os pontos do eixo das ordenadas da sua curva característica (figura 5.15). Esta fotocorrente de curto-circuito, cuja variação com a iluminância é muito linear, como já foi referido, provoca uma queda de tensão na saída do circuito proporcional à resistência utilizada. O condensador utilizado serve para introduzir um polo no circuito de modo a garantir a sua estabilidade.

Os fototransístores têm um modo de operação físico semelhante aos dos fotodíodos, pois também têm uma estrutura baseada em junções PN. Neste caso, a fotocorrente é gerada a partir da iluminação da base dos fototransístores, que gera pares eletrão-lacuna na junção PN base-coletor, os quais se movem devido ao campo elétrico da jun-

ção e geram uma corrente de base, que por sua vez gera uma corrente de emissor amplificada.

A polarização do fototransistor pela iluminação é efetuada na região ativa deste, o que leva a que os amplificadores de transimpedância sejam tipicamente configurações de emissor comum ou coletor comum, em que a base do fototransistor é iluminada e deixada flutuante [65] (figura 5.17).

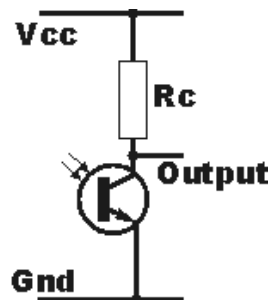


Figura 5.17 – Amplificador de transimpedância em emissor comum no acondicionamento do sinal de um fototransistor ([65])

O fototransistor pode também ser polarizado na região de saturação para aplicações específicas, através da implementação de uma resistência na sua base ou do ajuste da resistência de carga [65]. Circuitos amplificadores de transimpedância com opamps, semelhantes ao da figura 5.16, aplicados a fototransistores, fornecem também uma boa linearidade, pois a tensão entre o coletor e o emissor do transistor é mantida constante com realimentação [66].

Finalmente, a fotorresistência (LDR) é um dispositivo que também se baseia na geração de pares elétron-lacuna para medir a quantidade de luz a que está sujeita. Neste caso, a maior existência de elétrons livres e correspondentes lacunas no semicondutor de que é produzida a LDR, diminuem a resistência do material. Desta forma, quando maior for a luz incidente na LDR, menor será a sua resistência. Em condições de escuridão, a resistência apresentada é muito elevada e consequentemente a corrente produzida é muito baixa [67].

Os circuitos transdutores típicos das LDR são os divisores resistivos, em que é utilizada uma resistência fixa e a LDR variável e a Ponte de Wheatstone, em que podem ser utilizadas mais do que uma LDR, como mostra [68] (figura 5.18). Circuitos de acondicionamento com opamps cujo ganho em tensão varia consoante o valor da LDR podem também ser utilizados [68].

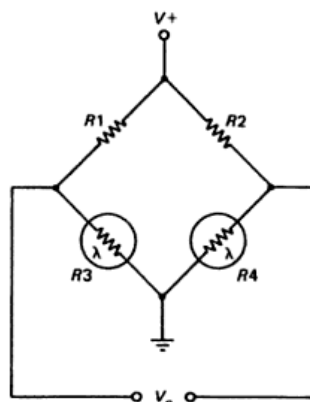


Figura 5.18 – Circuito de acondicionamento de LDR com Ponte de Wheatstone ([68])

A variação de resistência em função da luminosidade de uma LDR é no entanto altamente não linear, possuindo uma forma logarítmica, pois a mesma resistência diminui com o aumento de luz [69], ao contrário dos fotodíodos e fototransistores.

Na tabela 5.2 é mostrada uma comparação concisa entre os sensores de luz apresentados.

Características	Fotorresistência	Fototransistor	Fotodíodo
Custo	Baixo [70]	Médio [70]	Médio
Ordem de grandeza da corrente de saída	n.a.	mA [70][71]	μ A [70][71]
Tempo de Resposta	Dezenas de ms [69][70]	μ s [70]	ns [70]
Linearidade	Logarítmico [69]	Boa [71]	Excelente [71]
Estabilidade	Baixa [72]	Boa [72]	Boa [72]
Gama de Medição	Pequena [70]	Elevada [70]	Elevada [70]

Tabela 5.2 – Comparação das características de fotorresistências, fototransistores e fotodíodos

Analisando a tabela 5.2, verifica-se que o tipo de sensor que reúne as melhores características é o fotodíodo, mas tem a desvantagem de possuir uma fotocorrente bastante baixa, o que diminui consideravelmente a sensibilidade do sensor à luminosidade em comparação com os fototransistores [72] e exige um acondicionamento mais cuidadoso.

As fotorresistências são os dispositivos que possuem as piores características, apresentando até histerese [72] e normalmente uma vantagem consequente referida

na literatura é o seu baixo preço de aquisição, o que é refletido na tabela 5.2. No entanto, uma pesquisa nos *sites* de fornecedores de componentes eletrônicos, mostra que os preços são semelhantes aos dos outros sensores de luz (ver por exemplo distribuidor Farnell). A grande variação de resistência na ordem dos $k\Omega$ em relação à variação de luminosidade é também uma vantagem, pois significa que as fotorresistências possuem boa sensibilidade. Outra grande desvantagem das fotorresistências é o facto de estas serem normalmente construídas com cádmio, que é uma substância perigosa, o que leva ao não cumprimento da diretiva RoHS (*Restriction of Hazardous Substances Directive*), a qual atualmente grande parte dos dispositivos eletrónicos satisfazem.

Além destes sensores de luz discretos disponíveis no mercado, existem também hoje em dia circuitos integrados que incorporam o sensor de luz, que normalmente é um fotodíodo ou um fototransistor, juntamente com o acondicionamento do sinal num só *chip*. Um exemplo destes circuitos integrados é o SFH5711 da Osram, cuja saída em corrente é logarítmica, o que tem a vantagem de permitir medir sobre uma longa gama de luminosidade, com resolução elevada para baixas iluminâncias e resolução mais baixa para altas iluminâncias, pois a mesma variação de iluminância quando a luminosidade é baixa é bastante mais perceptível do que para alta luminosidade. Como mostra a figura 5.19, os sensores de luz lineares podem necessitar de diferentes resistências de carga, de modo a permitir medições sobre a maior gama possível, o que não é requerido por sensores com saída logarítmica.

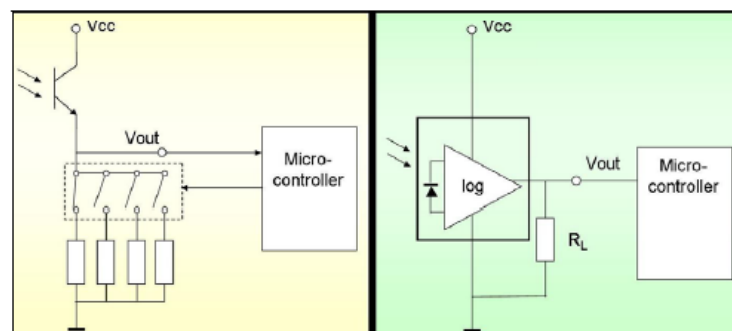


Figura 5.19 – Ajuste da gama de medição atual: à esquerda, a saída de corrente linear necessita de várias resistências de carga; à direita, a saída de corrente logarítmica necessita de apenas uma resistência de carga (adaptado) (Osram, “High accuracy Ambient Light Sensor SFH 5711”, *Application Note*, 2006.)

Outro exemplo de *chips* que implementam medição de iluminância com acondicionamento são os sensores de luz digitais, que fornecem a um microcontrolador uma saída digital com as medições de iluminância, normalmente através de protocolos de comunicação como I²C ou SPI (figura 5.20).

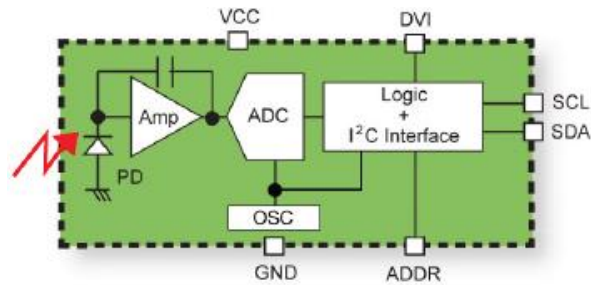


Figura 5.20 – Sensor de luz digital BH1750FVI da Rohm Semiconductor, com interface I²C (da *datasheet* do circuito integrado)

Este tipo de sensores possui a vantagem de reduzir o ruído nas medições e acondicionamento do sinal, pois estes estão com a máxima proximidade possível integrados dentro de um só *chip*. Outra vantagem é a de libertar o projetista do sistema que usa este tipo de sensores, do acondicionamento do sinal, o qual para por exemplo um fotodíodo, exigiria considerações sobre ruído e não idealidade dos elementos (ver [63]), devido à sua fotocorrente baixíssima, de modo a atingir uma fiabilidade elevada do sistema a curto e a longo prazo e consoante as condições ambientais. Desta forma, um fotodíodo pode ser facilmente implementado, apesar do seu fraco sinal. A desvantagem deste tipo de sensores de luz é o seu preço acrescido em relação a todos os outros. Devido às vantagens referidas, como será apresentado na Parte II da presente Dissertação, foi escolhido um sensor do tipo digital com fotodíodo.

Refira-se finalmente que atualmente a curva de sensibilidade dos sensores de luz se aproximou de forma quase perfeita à curva de sensibilidade da visão fotópica do olho humano (ver figura 4.2; não confundir com $c(\lambda)$), conforme o reclamado pela Osram, com o seu sensor de luz SFH5711 (figura 5.21).

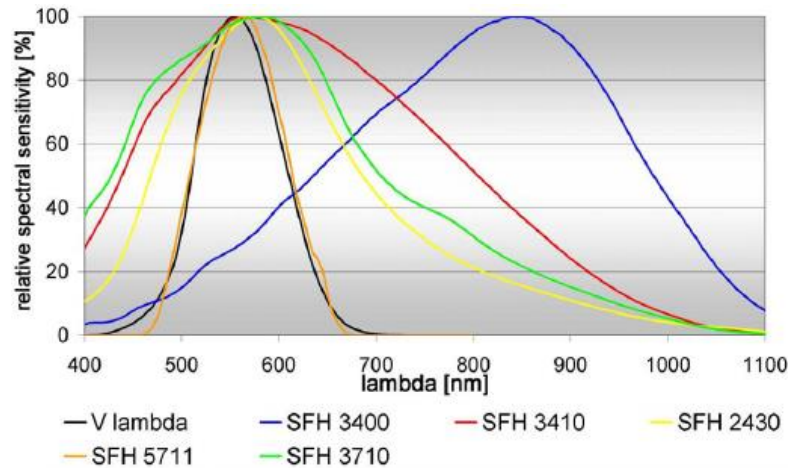


Figura 5.21 – Comparação das curvas de sensibilidade de sensores de luz da Osram, onde se observa a semelhança quase perfeita entre a curva do sensor SFH5711 e a curva de visão fotópica ([71])

A maior parte dos sensores de luz atuais possuem no entanto curvas de sensibilidade aproximadas à curva de visão fotópica. Quanto mais longe estiver a curva de sensibilidade de um sensor de luz da curva de visão fotópica, mais peso têm as componentes não visíveis da luz, levando a medições com maior erro.

5.6 Sensores de Toque Capacitivos

Até muito recentemente, os sensores de toque resistivos eram os mais utilizados na interface humano-máquina em alguns dispositivos eletrônicos, como os *touchscreens* dos telemóveis ou os monitores *touch*. No entanto, devido ao incômodo de exigirem constantemente por parte do utilizador a aplicação de uma pequena pressão para deteção do toque, entre outras desvantagens como a existência de partes móveis que requerem manutenção, esta tecnologia está atualmente a ser altamente substituída pela tecnologia de toque capacitivo, que se baseia no acoplamento capacitivo do dedo do utilizador com a superfície sensível. A tecnologia de toque capacitiva não possui os problemas referidos da tecnologia resistiva e ainda permite a implementação de sistemas com suporte de toque múltiplo, o que com tecnologia resistiva seria dispendioso [73].

Segundo [73], a única desvantagem da tecnologia capacitiva em relação à tecnologia resistiva é a escalabilidade do tamanho da superfície sensível, que é ligeiramente menor. Em todas as outras valências comparadas em [73] como a linearidade, a tecno-

logia capacitiva supera a resistiva e apenas a precisão do toque é semelhante entre as duas tecnologias. O toque capacitivo tem ainda a vantagem de ser pouco dispendioso, porque a sua implementação quase se limita à utilização de cobre como superfície sensível numa PCB (*Printed Circuit Board*), o que não acontece com as outras tecnologias existentes (além da resistiva existem também outras como infravermelhos, ultrassónica, ótica, etc.) [73]. Desta forma, a tecnologia tátil capacitiva pode ser hoje encontrada num grande número de equipamentos eletrónicos, como *smartphones*, televisores LCD, leitores MP3 e placas de cozinha de indução, entre muitos outros.

Existem três tecnologias diferentes para implementar uma interface capacitiva num dispositivo, as quais se baseiam em três tipos de capacidade que podem ocorrer: capacidade de superfície (*surface capacitance*), capacidade própria e capacidade mútua. Estas duas últimas fazem parte do grupo de capacidade projetada (*projected capacitance*).

A tecnologia de toque por capacidade de superfície é uma tecnologia capacitiva muito utilizada no passado em monitores de terminais de informação, mas que está atualmente em declínio, sobretudo pelo facto de ser pouco precisa e não suportar multitoque, que é um requisito para os ecrãs táteis dos dispositivos eletrónicos de hoje em dia, como telemóveis. O seu princípio de funcionamento baseia-se na aplicação de uma pequena tensão nos quatro cantos do ecrã tátil, que geram um campo eletrostático uniforme sobre o este. O toque no ecrã introduz uma capacidade entre o dedo do utilizador e a superfície, a qual faz diminuir com diferentes valores a corrente em cada canto do ecrã, alterando a capacidade vista por estes. Esta diferença de correntes entre os quatro cantos do ecrã permite localizar através de processamento posterior a posição exata do dedo do utilizador [73].

A tecnologia de capacidade projetada é atualmente a tecnologia de toque capacitivo mais utilizada, devendo em grande parte o seu sucesso aos *smartphones* como o iPhone [74], que a utilizam nos seus ecrãs táteis.

O primeiro tipo desta tecnologia baseia-se na capacidade própria ou parasita do eléctrodo utilizado, que não é mais do que uma pequena superfície de cobre imprimido num substrato, sobre a qual é aumentada a sua capacidade por acoplamento capacitivo do dedo do utilizador quando ocorre toque [73], como mostra a figura 5.22.

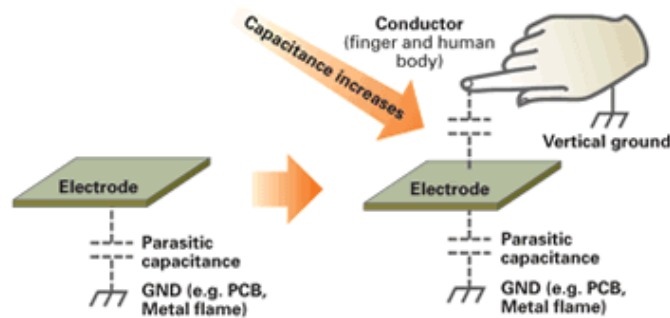


Figura 5.22 – Acoplamento capacitivo de um dedo com um elétron na tecnologia tátil de capacidade própria (http://www.renesas.com/media/products/mpumcu/capacitive_touch_mcu/child/technology/capacitance_examples.gif)

A variação da capacidade parasita do elétron devido ao toque é bastante pequena, na ordem dos femtofarads [75] ou picofarads [77], mas pode ser medida, sendo detectado um toque quando esta aumenta [73].

Existem diversas formas para medir a alteração de capacidade no elétron. Uma delas, muito simples e de fácil implementação, consiste na medição do tempo de carga da capacidade parasita do elétron, o qual aumenta quando se aproxima o dedo do utilizador, devido ao aumento de capacidade [76] (figura 5.23).

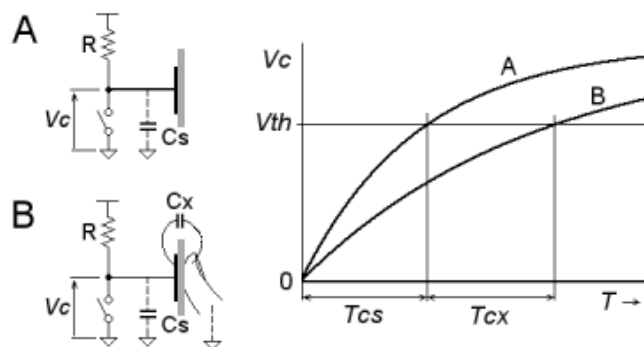


Figura 5.23 – Aumento do tempo de carga da capacidade parasita do elétron (C_s) devido à capacidade do dedo do utilizador (C_x) (http://elm-chan.org/works/capsens/report_e.html)

Nesta implementação é monitorizada a tensão no elétron desde o início da carga das suas capacidades até uma determinada tensão *threshold*, para determinar o tempo de carga. É também comum a utilização de um condensador em paralelo com as capacidades parasitas e do dedo para estabilização. A utilização da resistência poderia ser omitida, embora sirva para proteção de descargas eletrostáticas (ESD – *Electrostatic Discharge*) e aumento da sensibilidade do sensor, a custo de uma maior lentidão

devido à constante RC do circuito. Na verdade, este tipo de sensor não só deteta o toque, como também pode detetar a proximidade do dedo do utilizador a uma distância de vários centímetros acima do eléctrodo, através do ajuste da sua sensibilidade com a resistência [76].

Existem ainda numerosas outras implementações para medir a alteração da capacidade num sensor capacitivo com capacidade própria, como por exemplo a medição da diminuição da frequência de um sinal aplicado ao eléctrodo quando ocorre toque, devido ao aumento da constante RC do circuito [77].

O descrito nos parágrafos anteriores refere-se apenas à implementação de botões discretos, cuja capacidade quando alterada acusa ou não toque consoante um determinado *threshold*. É no entanto ainda possível implementar com as tecnologias de medição de capacidade referidas os denominados *sliders* e *wheels*, que são superfícies de toque deslizante, a primeira em forma de barra linear e a segunda em forma de roda. Para tal, são necessários dois ou mais eléctrodos, cuja alteração de capacidade é medida e posteriormente através de processamento é calculada a posição absoluta do dedo do utilizador, pois o valor analógico de capacidade permite conhecer a distância entre o dedo e cada eléctrodo. As capacidades próprias ou o ganho de cada eléctrodo têm que ser idênticos, de modo a que o algoritmo de processamento reporte uma posição com precisão, pois geralmente os algoritmos calculam a média ponderada da capacidade/ganho de cada eléctrodo [78] (figura 5.24).

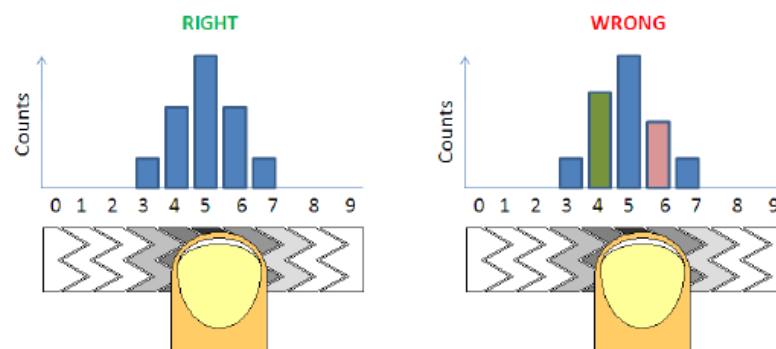


Figura 5.24 – Ilustração da operação de um *slider* hipotético com 10 eléctrodos: à esquerda todos os eléctrodos têm pesos iguais; à direita o 4º eléctrodo tem mais peso do que o 6º ([78])

A tecnologia de toque capacitivo com capacidade própria permite também a implementação de ecrãs táteis, embora com desvantagem em relação à tecnologia de toque capacitivo com capacidade mútua [75].

Na prática, a implementação de um circuito sensível ao toque pode ser atualmente efetuada com recurso a circuitos específicos, que efetuam todo o processamento do sinal requerido, especialmente para *sliders* e *wheels* e ainda filtram o ruído do sinal, entre outras funcionalidades, o que permite uma implementação fiável e precisa a curto e a longo prazo e para diversas condições ambientais. Normalmente estes *chips* fornecem a um microcontrolador um valor digital da posição do dedo numa superfície deslizante ou do toque num botão discreto, através de protocolos de comunicação como I²C ou SPI. A tecnologia de medição da alteração de capacidade no eletrodo varia consoante os fabricantes.

No âmbito da presente Dissertação, como será visto na Parte II desta, será utilizado um *chip* de processamento de sinal de toque capacitivo com capacidade própria, para botões, *sliders* e *wheels* da Atmel (sob a denominação comercial “QTouch”). A tecnologia de medição da capacidade que este circuito integrado utiliza baseia-se num princípio de transferência de carga entre um condensador auxiliar e a capacidade parasita do eletrodo em conjunto com a capacidade do dedo e encontra-se protegida por várias patentes. Na figura 5.25 encontra-se um esquemático do circuito de medição da capacidade que é utilizado com o circuito integrado. O condensador C_s , que é o referido condensador auxiliar e o eletrodo são ambos externos ao *chip*, o qual possui como componentes internos todos os interruptores, blocos funcionais e tensão V_r (ver Parte II para mais pormenores sobre a montagem).

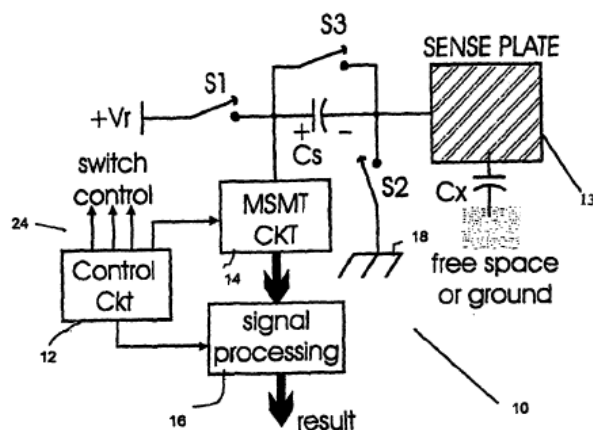


Figura 5.25 – Esquemático de medição do toque baseado no princípio de transferência de carga utilizado no chip da Atmel ([79])

Partindo do princípio que no início ambos os condensadores auxiliar C_s e parasita C_x estão descarregados através da abertura do interruptor S1 e fecho dos interruptores S2 e S3, ambos os condensadores carregarão um pouco caso esta configuração se inverta, ou seja, se o interruptor S1 se fechar e os outros dois se abrirem. As cargas de C_s e de C_x acumuladas terão que ser forçosamente iguais, mas como $C_s \gg C_x$, forma-se um divisor de tensão capacitivo em que a tensão de C_x é muito maior do que a tensão em C_s .

No próximo passo, abre-se o interruptor S1 e fecha-se o interruptor S2, o que leva à descarga completa do condensador C_x e é medida a queda de tensão em C_s , que não é descarregado, através do circuito de medição “MSMT CKT”. A medição desta tensão de C_s fornece já um valor da capacidade C_x , porque caso haja toque, o valor da tensão de C_s será maior do que caso não haja, devido ao divisor de tensão capacitivo, pois a capacidade C_x será também maior devido ao acoplamento capacitivo do dedo.

No entanto, o mérito desta tecnologia não se deve apenas a uma única medição da tensão em C_s para determinar o valor de C_x , mas a um grande conjunto de medições seguidas.

Depois de medida a tensão em C_s e de descarregada a tensão de C_x , o ciclo repete-se novamente, mas com a particularidade de que C_s mantém uma pequena tensão residual que não foi descarregada. Neste novo ciclo, as cargas são novamente equilibradas entre os dois condensadores e é acumulada mais uma pequena tensão em C_s , acumulação que é pequena porque como já foi referido grande parte da tensão cai em C_x . Com a repetição dos ciclos, a tensão em C_s vai subindo exponencialmente até atingir um determinado *threshold* próximo de V_r . O número de ciclos necessário para a tensão de C_s chegar a este *threshold* é variável e depende do facto de haver ou não toque no elétrodo, pois o valor de tensão acumulada em C_s em cada ciclo depende da capacidade C_x , como já foi mencionado. Desta forma, caso haja toque serão necessários menos ciclos para a tensão de C_s atingir o valor de *threshold*, pois a tensão acumulada em cada ciclo é maior. A medição da capacidade C_x é assim efetuada pela contagem do número de ciclos até C_s atingir a tensão de *threshold*, o que torna este método de medição bastante engenhoso e robusto, pois aumenta a precisão e a sensibilidade sem a utilização de amplificadores [79]. Para auxiliar esta descrição, é mostrada na figura 5.26 uma tabela com o estado dos interruptores da figura 5.25 nas diferentes fases referentes a um ciclo.

	STEP	S1	S2	S3	FUNCTION
	A	-	X	X	reset all
	B	-	-	-	deadtime
loop	C	X	-	-	charge-transfer
	D	-	-	-	deadtime
	E	-	X	-	hold
	F	-	X	-	measure

Figura 5.26 – Configuração dos interruptores da figura 5.25 durante as fases de um ciclo; “X” significa interruptor fechado e “-” interruptor aberto ([79])

Periodicamente o *chip* da Atmel efetua uma calibração em que conta o número de ciclos necessário para que a tensão de C_s atinja a tensão *threshold*. Para o caso de botões discretos, este valor é considerado como tendo sido medido sem haver toque no elétron e é depois utilizado como referência para a medição de toque, através da utilização de um *threshold* de ciclos, em que se as próximas contagens de ciclos forem inferiores ao valor de referência menos este *threshold*, é acusado toque. Nos *sliders* e *wheels* interessa a medição do valor analógico de C_x .

O segundo tipo da tecnologia de capacidade projetada baseia-se na capacidade mútua criada entre dois elétrons próximos um do outro, em que um – o transmissor – é excitado por um sinal e o outro – o recetor – recebe as linhas de força do campo eletromagnético criado. Quando o dedo do utilizador se aproxima do espaço entre os dois elétrons, algumas linhas de força existentes acoplam com este, diminuindo a capacidade entre os dois elétrons [73][75] (figura 5.27).

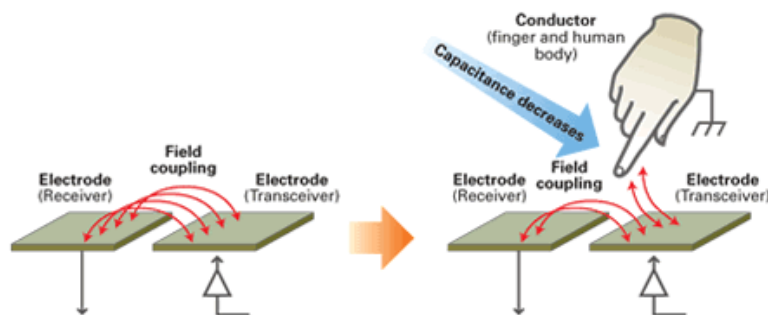


Figura 5.27 – Acoplamento capacitivo de um dedo com um elétron na tecnologia tátil de capacidade mútua (http://www.renesas.com/media/products/mpumcu/capacitive_touch_mcu/child/technology/capacitance_examples.gif)

À semelhança da tecnologia tátil de capacidade própria, existem também para esta tecnologia diversas formas de medição da alteração da capacidade entre os dois elétrodos. A diferença em relação à primeira tecnologia é que nesta a capacidade diminui em vez de aumentar com a proximidade de um dedo. Um exemplo da medição da alteração de capacidade implementado pela Atmel numa gama de circuitos integrados distinta da referida anteriormente (sob a denominação comercial “QMatrix”) pode ser encontrado em [80].

Esta tecnologia está um pouco fora do âmbito da presente Dissertação, pelo facto de ser vocacionada para ecrãs táteis, que não serão utilizados neste trabalho por causa de encarecerem o custo do produto final. Pode também no entanto ser utilizada na implementação de botões, *sliders* e *wheels*, embora exija dois elétrodos por célula de medição de capacidade, como se pode observar na figura 5.27, os quais são interpolados de forma interdigital, possuindo por isso formas mais complexas do que no caso da tecnologia de capacidade própria em que para um botão apenas basta um círculo, porque a sua área de proximidade tem de ser maximizada [75].

5.7 Relógios de Tempo Real

Os Relógios de Tempo Real (RTC) são circuitos integrados que possuem o mesmo propósito de medir e guardar o tempo dos relógios de pulso ou de parede, mas são otimizados para comunicação com microcontroladores. Possuem atualmente muita utilidade em sistemas eletrónicos que necessitem de saber o tempo num dado instante, como por exemplo computadores, telemóveis e rádios despertadores.

Tipicamente os RTCs atuais além de guardarem as horas com uma resolução ao nível do segundo, possuem ainda função de calendário, com que guardam também o dia da semana, dia do mês, mês e ano. Alguns destes dispositivos ainda possuem um *bit* que indica a mudança de século.

Para o seu funcionamento, os RTCs necessitam de um cristal oscilador de quartzo, normalmente à frequência de 32,768 KHz, devido à facilidade na contagem de segundos em sistemas digitais, por exemplo através da implementação de um contador de 15 *bits* a funcionar a esta frequência, cujo *overflow* indica a passagem de 1 segundo. Habitualmente, o cristal de quartzo tem que ser implementado e ligado externamente ao RTC, embora existam atualmente RTCs mais dispendiosos com cristal integrado.

Os RTCs de hoje em dia possuem ainda diversas funcionalidades, como alarmes, compensação de ano bissexto, opção de formato da hora de 12 horas ou 24 horas, compensação de temperatura e calibração automática para aplicações com medição de tempo mais precisa, memória, *watchdog*, saída de onda quadrada com frequência de por exemplo 1 Hz para uso geral e comunicação por I²C ou SPI.

Um grande número de RTCs possui ainda circuitos que permitem a mudança automática da fonte de alimentação principal para uma fonte de alimentação alternativa, no caso da primeira falhar. Esta fonte alternativa pode ser por exemplo uma pequena pilha de lítio, uma bateria recarregável ou um supercondensador (*supercap*) (as pilhas de lítio não recarregáveis são há já muito tempo utilizadas nos RTCs presentes nas *motherboards* dos computadores). Alguns RTCs permitem também a carga automática do *supercap* ou bateria recarregável quando a fonte principal está ativa, através de um circuito interno de carga.

Os *supercaps* são uma tecnologia disseminada recente, que permite fabricar condensadores com uma capacidade de até tipicamente 3000F, mantendo as dimensões na ordem da dezena de centímetros. Em relação às baterias, estes possuem um tempo de descarga menor, pois a sua capacidade não é normalmente muito alta devido ao custo elevado e à baixa tensão máxima suportada por estes. No entanto, como será visto na Parte II desta Dissertação, é possível implementar como fonte de alimentação auxiliar de um RTC, *supercaps* que possuem uma tensão máxima de operação aceitável e um tempo de descarga de no mínimo uma semana. Os *supercaps* são desta forma utilizados em sistemas que exijam uma fonte de tensão auxiliar operacional apenas durante um período de tempo não muito longo, mas com um tempo de vida extremamente elevado, devido ao número ilimitado de ciclos de carga que estes condensadores suportam [81]. As baterias são utilizadas em sistemas que necessitam de uma fonte de *backup* operacional durante mais tempo, na ordem dos anos, mas que no final da sua carga tem que ser substituída. Baterias recarregáveis também têm um tempo de vida limitado devido ao número finito de ciclos de carga, o qual é muito inferior ao dos *supercaps* [81]. Estas últimas possuem ainda a desvantagem de adquirirem efeito de memória, o que não se verifica nos *supercaps* [82].

Na figura 5.28 encontra-se um diagrama de blocos de um RTC com algumas das funcionalidades úteis descritas implementadas.

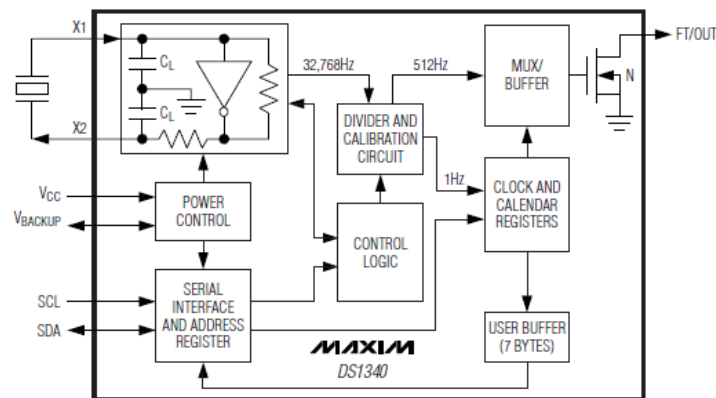


Figura 5.28 – RTC da Maxim Integrated com bastantes funcionalidades adicionais, onde se inclui carregador de *supercaps*/baterias recarregáveis interno (adaptado) (*datasheet do chip*)

Existem também microcontroladores que já possuem RTCs integrados. Embora a implementação destes microcontroladores em sistemas que necessitem de RTC diminuía o custo global do sistema devido à não implementação externa de um RTC, a utilização de uma fonte auxiliar de alimentação fornecerá energia não só ao RTC interno do microcontrolador, mas também a este último, o que resulta numa descarga mais rápida da fonte devido ao maior consumo. A utilização de um RTC externo permite implementar uma fonte de tensão auxiliar dedicada ao RTC, reduzindo o tempo de descarga e cumprindo o objetivo de *backup* do tempo.

Finalmente, refira-se que todos os sistemas com RTC implementam tipicamente um modo controlável pelo utilizador através das entradas do sistema que permite o acerto do tempo. Se este modo não for implementado, ao fim de um certo período o RTC apresentará discrepâncias entre o tempo medido e o tempo real, devido à deriva a que está sujeito.

5.8 Sistemas de Iluminação

Atualmente é bastante difícil de encontrar em Portugal um produto semelhante ao candeeiro inteligente que é implementado nesta Dissertação. Apenas candeeiros com controlo *on/off* por toque e candeeiros LED genéricos estão relativamente difundidos. No entanto, no estrangeiro, empresas como as norte-americanas Satechi e Softech e inúmeras empresas chinesas oferecem soluções semelhantes, embora o controlo do fluxo luminoso e da temperatura da cor seja efetuado de modo discreto, através de bo-

tões que alternam entre modos de relaxamento, com luz amarela e de produtividade, com luz branca e entre diferentes níveis de fluxo luminoso. Em Portugal existe uma empresa importadora, a Amberg, que comercializa um só produto deste tipo de candeeiros inteligentes (figura 5.29), o qual é produzido por uma empresa sueca, a Sun-Flex.



Figura 5.29 – Candeeiro LED inteligente com ajuste discreto de luz e CCT fabricado pela empresa Sun-Flex e comercializado em Portugal pela Amberg (*datasheet* do candeeiro)

Segundo o seu *datasheet*, os LEDs implementados neste candeeiro possuem um IRC superior a 90 e uma iluminância máxima de 1100 lx, que são características importantes que devem ser consideradas na implementação do candeeiro concorrente da presente Dissertação. O seu preço de venda em Portugal é de 245 € no OLX (<http://bragacity.olx.pt/candeeiro-led-ergonomico-branco-ou-preto-iiid-323896335>), vendido diretamente pela empresa.

As funcionalidades implementadas no candeeiro da presente Dissertação, como controlo do fluxo luminoso, são na verdade típicas de sistemas de controlo de iluminação inteligentes, os quais também são atualmente pouco difundidos nas residências portuguesas. Estes possuem o mesmo objetivo de oferecer conforto e eficiência do candeeiro inteligente desta Dissertação, mas controlam toda a iluminação interior (e exterior) de um edifício.

A arquitetura destes sistemas consiste muitas vezes numa unidade de processamento central que atua nas luminárias dispostas por todo o espaço interior, consoante as leituras fornecidas por sensores também colocados de modo disperso no mesmo espaço. Desta forma, o controlo do fluxo luminoso destas é possível, assim como o controlo da cor RGB/CCT, o controlo horário da iluminação, o controlo através de sensores de movimento e ainda se a unidade de processamento for complexa, é também possível

integrar o controlo da iluminação com outros elementos domóticos como alarmes, controlo de refrigeração de frigoríficos, ar condicionado, entre outros, com possibilidade de controlo remoto [83], o que torna toda a casa “inteligente”. Existe também a possibilidade de uma implementação com controlo distribuído [84], ou soluções de controlo locais, em que o sistema controla apenas grupos de luminárias de modo local [83][84], por exemplo o controlo completamente independente entre si de cada divisão da casa. Esta última solução é a mais económica, pelo facto de requerer menos cablagem e uma instalação simples. Na figura 5.30 são mostrados três tipos de dispositivos da Philips de interface com o utilizador, normalmente utilizados em sistemas de controlo de iluminação de pequena dimensão e locais [83].



Figura 5.30 – Interface com o utilizador de controlo de grupos de luminárias: à esquerda, controlo da iluminância; no meio, controlo da CCT; à direita, controlo da cor RGB (*datasheets* dos dispositivos)

Nas interfaces apresentadas na figura 5.30, os dispositivos à direita incorporam todas as funcionalidades dos dispositivos à esquerda.

As comunicações entre dispositivos de medição, luminárias e unidades de processamento são efetuadas através de protocolos de comunicação específicos para sistemas de iluminação, como por exemplo o DALI – *Digital Addressable Lighting Interface*, que permite controlar individualmente até 64 luminárias de modo bidirecional e o DMX512 – *Digital MultipleX*, que possibilita controlar até 512 dispositivos, mais orientado para a iluminação de espetáculos [13] ou artística, por exemplo RGB.

Protocolos sem fios como ZigBee ou Bluetooth são também utilizados e permitem a integração do sistema de iluminação com *smartphones* e *tablets*. Integrações TCP/IP do controlador central que permitem controlo remoto por Internet são também atualmente efetuadas [83] e inclusivamente a implementação de um sistema baseado em IP, com atribuição de endereços IP a cada sistema de iluminação independente da casa ou até mesmo a cada luminária é também hoje possível [85].

5.9 Viabilidade do Sensor de Presença

Sensores de presença, ocupação ou movimento são sensores que permitem detetar se uma determinada divisão interior (ou um exterior) está ocupada por alguém, através da deteção de movimento. Estes baseiam-se em tecnologia de infravermelhos ou ultrassons, ou ainda uma combinação de ambos para efetuar a deteção.

Na tecnologia de infravermelhos, designada PIR – *Passive Infrared*, é efetuada a deteção de movimento pela diferença entre a quantidade de infravermelhos emitida por quem se move e o restante ambiente. Estes sensores necessitam de uma linha de visão desobstruída e necessitam de maior movimento com o aumento de distância para serem ativados [86]. São bastante utilizados no comércio, em aplicações residenciais e exteriores.

Os sensores de ultrassons (US) detetam movimento através da emissão de ultrassons, que são refletidos no espaço circundante e cujo padrão refletido que chega novamente ao sensor é alterado se houver qualquer movimento. Possuem a sua área de aplicação em interiores, de preferência constituídos por materiais que reflitam bem os ultrassons, devido ao seu modo de operação. A sua sensibilidade aumenta se o sentido do movimento for longitudinal em relação ao sensor e podem ser utilizados sem linha de vista [86].

Apesar de serem o tipo de sensor que melhor se adaptaria às exigências da presente Dissertação, pelo facto de não requererem linha de vista, não foram encontrados a um preço acessível (menor do que 5€) sensores deste tipo com um ângulo de atuação de 360°. Foram encontrados alguns sensores com ângulos inferiores a 100°, o que exigiria a implementação de vários sensores de movimento direcionados para todo o espaço circundante do candeeiro e encareceria bastante o preço do produto.

Os sensores PIR já foram encontrados a preços acessíveis, mas o seu ângulo de atuação também não ultrapassa os 100°, o que exigirá também a implementação de vários sensores deste tipo, de modo a varrer todo o ambiente circundante ao candeeiro, sem considerar a agravante de necessitarem de uma linha de vista desobstruída.

Desta forma, conclui-se que a implementação de sensores de presença no candeeiro implementado nesta Dissertação não é, em princípio, viável, ao contrário da sua utilização em sistemas de iluminação, em que podem ser estrategicamente colocados nas divisões, de modo a cobrirem toda a área destas [86].

Parte II

Implementação Prática

6. Implementação do *Hardware*

Depois de exposta a revisão bibliográfica que serve de base a toda a implementação prática da presente Dissertação, será agora neste capítulo exposta a implementação de todos os blocos de *hardware* integrados no candeeiro inteligente, com base na explicação dos requisitos do mesmo na subsecção 5.1. Note-se que todos os blocos presentes na figura 5.1 foram implementados, com exceção do bloco relativo ao sensor de presença, pelas razões expostas no subcapítulo 5.9.

6.1 Fonte de Alimentação AC-DC

Como foi apresentado no subcapítulo 5.1, o candeeiro inteligente será alimentado a partir da rede elétrica, devido ao facto de se tratar de um candeeiro de secretária de uso doméstico. Desta forma, torna-se necessária a utilização de uma fonte de alimentação AC-DC, de modo a alimentar toda a eletrónica implementada e os LEDs, que necessitam de uma tensão DC para operarem.

Como se trata de um produto comercial que requer portabilidade, a implementação de uma fonte AC-DC linear ficou fora de questão, pelo seu tamanho e peso, como foi referido na Parte I desta Dissertação. Uma fonte comutada tornou-se a escolha possível, mas devido às inúmeras regulamentações que é necessário cumprir para que o produto possa ser vendido ao público referidas na Parte I, entre as quais a garantia de um fator de potência mínimo e de baixo ruído eletromagnético, optou-se por utilizar uma fonte comutada comercial disponível no mercado. Esta fonte foi fornecida pela Lightenjin e é mostrada na figura 6.1.

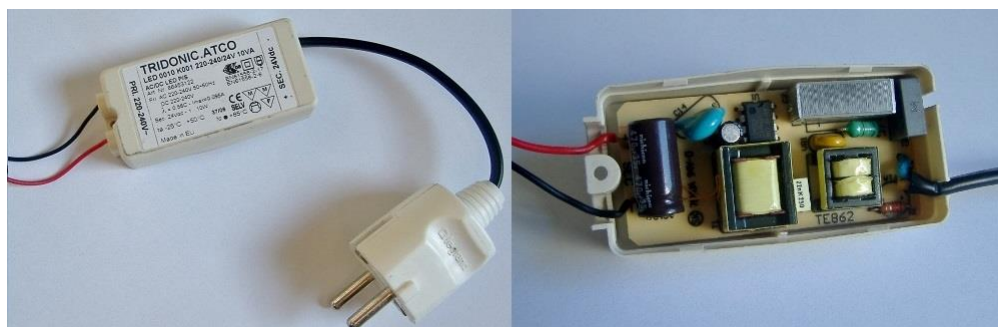


Figura 6.1 – a) Fonte de alimentação AC-DC de 24V; b) Interior da fonte de alimentação de a)

Esta fonte possui uma tensão nominal de 24 V e uma potência na saída máxima de 10 W. Como é implementada com recurso ao integrado Viper20 da STMicroelectronics, o seu princípio de funcionamento é idêntico ao exposto no subcapítulo 5.4 (figura 5.14).

6.2 Microcontrolador

O microcontrolador utilizado foi um PIC32MX795F512H, devido ao facto de este estar já implementado numa pequena placa concebida no Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática (DETI) da Universidade de Aveiro (UA), que torna facilmente acessíveis os seus pinos para testes em placa branca (figura 6.2).



Figura 6.2 – Placa DETPIC32 com PIC32MX795F512H

Esta placa, denominada DETPIC32, tanto pode ser programada no sistema operativo Ubuntu, através da utilização de um *bootloader* já implementado para o efeito ou no sistema operativo Windows, com recurso ao MPLAB da Microchip. Para a primeira opção, que foi de facto a escolhida, existe também *software* já implementado que permite a comunicação série com o PIC32 através da ligação USB da placa.

Embora o microcontrolador PIC32MX795F512H possua um RTC incorporado, optou-se por implementar um RTC externo, de modo a que a fonte de alimentação auxiliar apenas forneça energia a este último, para manter o tempo em caso de falha da fonte de energia principal, como foi visto no subcapítulo 5.7.

6.3 Sensor de Toque

Como além de botões de toque *on/off*, que poderiam ser facilmente implementados de modo económico, como mostrado no subcapítulo 5.6, se pretendia também implementar *sliders* que permitissem a mudança contínua de brilho e CCT, optou-se pela utilização de um circuito integrado que efetuasse o processamento do sinal e garantisse uma operação fiável e robusta.

A escolha do circuito integrado para medição do toque foi baseada nas premissas de a tecnologia ser capacitiva, pelas vantagens apresentadas no subcapítulo 5.6; de ser preferencialmente do tipo capacidade própria, pelo facto de a sua implementação ser mais simples; de possuir suporte de implementação de *sliders* por parte do *chip* e de possuir de preferência uma interface de comunicação SPI ou I²C. Com base nestes requisitos, foi efetuada uma pesquisa na Farnell (<http://pt.farnell.com>) e na Mouser (<http://pt.mouser.com>), cujos resultados são apresentados na tabela 6.1.

Sensor	Interface	Resolução Máxima do <i>Slider</i>	Tipo de Tecnologia	Notas	Distribuidor mais barato	Preço ×1 (€)
AT42QT2100	SPI	8 bits	Capacidade Própria	Novo	Farnell	3,35
MPR083	I ² C	8 níveis	Capacidade Própria	Fim de vida	Mouser	2,05
IQS222	I ² C	11 bits	Capacidade Própria	Fim de vida	Mouser	0,66

Tabela 6.1 – Comparação entre circuitos integrados de medição de toque

O circuito integrado MPR083 da Freescale encontra-se em fim de vida e o *slider* é implementado com base em 8 botões que apenas reportam toque ou não, razão pela qual é apresentada na tabela uma resolução do *slider* de 8 posições e é por isso um *chip* com muito pouca utilidade. O *chip* da Azotec IQS222 seria provavelmente uma boa escolha pelo seu baixo preço, mas encontra-se também em fim de vida.

O destaque entre os sensores capacitivos com capacidade própria é dado ao *chip* da Atmel AT42QT2100, que possui um encapsulamento TQFP, bastante conveniente para soldar. Este *chip*, cujo princípio de funcionamento foi exposto no subcapítulo 5.6, utiliza o protocolo de comunicação SPI para comunicar a ocorrência de toque em qualquer uma das suas 7 teclas possíveis, assim como a posição absoluta do toque num

slider ou *wheel*, com uma resolução máxima de 8 *bits*. Efetua ainda processamento de sinal, o que permite reduzir o ruído através da implementação de filtros e da manipulação do espectro do *burst* de ciclos de medição (ver subcapítulo 5.6) e suprimir os falsos toques através da compensação de mudanças da tensão de alimentação, temperatura, humidade e pó. Todos os elétrodos são periodicamente calibrados de modo a assegurar uma operação precisa. Este *chip* implementa ainda uma tecnologia denominada *Adjacent Key Suppression* (AKS), que permite eliminar ambiguidades na deteção de teclas muito próximas, através da comparação da capacidade medida em cada uma, tecnologia que não foi utilizada no âmbito da presente implementação porque não houve necessidade de colocar os elétrodos muito próximos. Finalmente, à semelhança dos *chips* da concorrência, este também permite implementar sensores de proximidade. Devido ao facto de o *chip* não conseguir compensar variações bruscas na tensão de alimentação, é recomendado o uso de um regulador linear dedicado, o qual foi efetivamente implementado como será visto no subcapítulo sobre a implementação de reguladores de tensão adiante.

Acerca dos modos de funcionamento de energia do circuito integrado, é possível configurá-lo com um de quatro modos distintos: o modo “*Free Run*”, em que o dispositivo está continuamente a medir o toque nas teclas e é por isso o modo que mais energia consome; o modo “*Low Power*”, que é um modo em que o dispositivo mede com algum intervalo temporal o toque nas teclas, consumindo desta forma menos energia mas tornando-o mais lento; o modo “*Sleep*”, em que o dispositivo é adormecido e não mede o toque; e o modo “*Sync*”, que serve para eliminar ruído de baixa frequência.

O modo “*Free Run*” é o que opera por defeito e permite obter o melhor desempenho, com o consumo mais elevado, de 2 mA a 3,3V. O modo “*Low Power*”, que se divide em quatro modos diferentes consoante o tempo que o dispositivo adormece entre as medições, seria um modo com utilidade na presente implementação, pois permitiria que o *chip* entrasse num modo de baixo consumo quando possível. No entanto, como será visto no capítulo sobre a implementação do *software*, surgiram problemas na implementação da comunicação SPI com o integrado, associados aos tempos dos sinais SPI, pelo que o modo “*Low Power*” não foi implementado, pois iria alterar estes tempos.

Passando agora para a implementação dos elétrodos nesta tecnologia de capacidade própria, existem vários documentos disponíveis no *site* da Atmel que fornecem indicações acerca de como projetar a forma no cobre do *slider* e das teclas capacitivas, para obter o máximo desempenho. Desta forma, para o caso dos *sliders* de tamanho mé-

dio são sempre utilizados três elétrodos, dois conectados a duas pistas de cobre cada um e um terceiro fragmentado em dois e com cada fragmento colocado nos extremos do *slider*, apenas ligado a uma pista de cobre (figura 6.3).

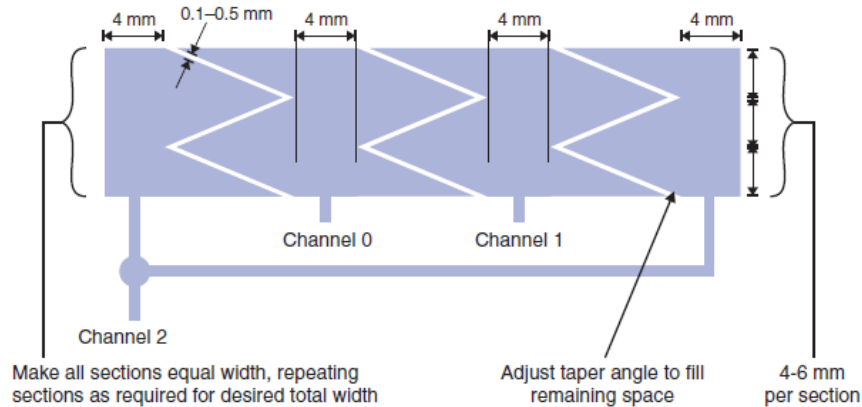


Figura 6.3 – Forma sugerida pela Atmel para um *slider* de tamanho médio

A forma mostrada na figura 6.3 é válida para um *slider* de tamanho médio, entre 2,6 cm e 6 cm de comprimento. Existe ainda outra forma para *sliders* mais pequenos, de 2,1 cm a 2,6 cm e outra forma mais complexa para *sliders* maiores do que 6 cm, que utiliza mais do que três elétrodos e exige resistências soldadas ou impressas na PCB entre os espaços dos elétrodos. De modo a garantir um tamanho adequado às exigências do candeeiro inteligente, sem aumentar demasiado a complexidade, considerou-se que um *slider* com um comprimento próximo de 6 cm seria suficiente, pelo que foi escolhida a forma de tamanho médio referida (figura 6.3).

Depois de uma implementação mal sucedida, foi implementado o slider da figura 6.4, com 3 secções de 0,4 cm, idêntico ao mostrado na figura 6.3, mas com uma largura por secção de 0,3 cm em vez de 0,4 cm. O comprimento do *slider* fixou-se em 5 cm e a largura em $3 \times 0,4 \text{ cm} = 1,2 \text{ cm}$, como é sugerido no *datasheet* do circuito integrado. Foi também obtido um espaço entre os elétrodos inferior a 0,5 mm, como exigido. Além dos documentos da Atmel, a implementação deste *slider* foi também baseada no modelo existente no programa CAD de *design* de PCBs Altium Designer.

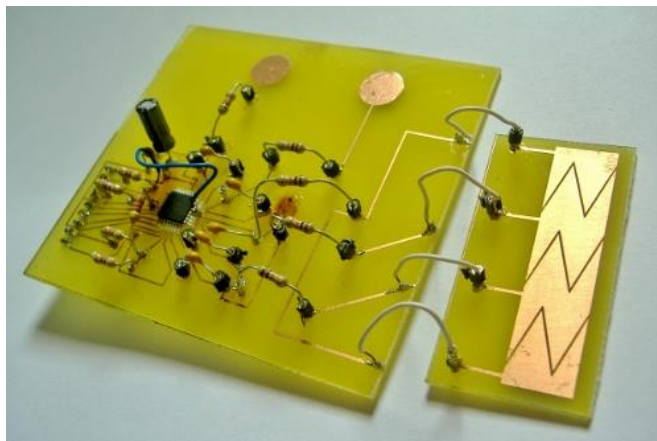


Figura 6.4 – *Slider* de tamanho médio implementado ligado à placa de testes em placa branca

Como se pode observar na figura 6.4, os botões capacitivos foram implementados com uma forma circular de 1 cm de diâmetro, de acordo com algumas indicações dos documentos da Atmel, o que se revelou uma boa escolha, com uma boa funcionalidade dos mesmos.

Existem ainda precauções que é necessário ter em consideração no *design* da PCB com toque capacitivo. De acordo com os documentos referidos da Atmel, o circuito integrado e componentes associados devem estar o mais próximo possível do microcontrolador; as pistas que ligam os elétrodos ao circuito integrado devem possuir a menor largura e comprimento possíveis (com a largura entre 0,1 mm e 0,5 mm e o comprimento máximo de 15 cm), devem estar afastadas o máximo possível entre si e de qualquer outro componente e particularmente da zona de toque, por serem também sensíveis, não se devem manter paralelas, de modo a minimizar o acoplamento e não se devem cruzar entre si nem com nenhum outro sinal na PCB, embora se tal tiver que ser efetuado, possa ser com um cruzamento com um ângulo de 90°; não devem existir planos flutuantes e o plano de massa deve ser mantido afastado dos elétrodos e pistas, embora possa ser utilizado caso seja necessário diminuir bruscamente a sensibilidade; a sensibilidade/capacidade de cada um dos elétrodos do *slider* deve ser o mais idêntica possível, como também foi referido no subcapítulo 5.6; e finalmente os elétrodos não devem estar próximos de quaisquer componentes ou sinais, com os elétrodos dos botões capacitivos a manter um espaçamento de pelo menos metade da espessura do painel tátil por cima da PCB. Todas estas considerações foram tomadas no projeto da PCB de controlo tátil do candeeiro inteligente. Na figura 6.5 é mostrado um fragmento

do circuito global do controlador do candeeiro inteligente (ver anexo B), referente à implementação do toque tátil capacitivo com o AT42QT2100.

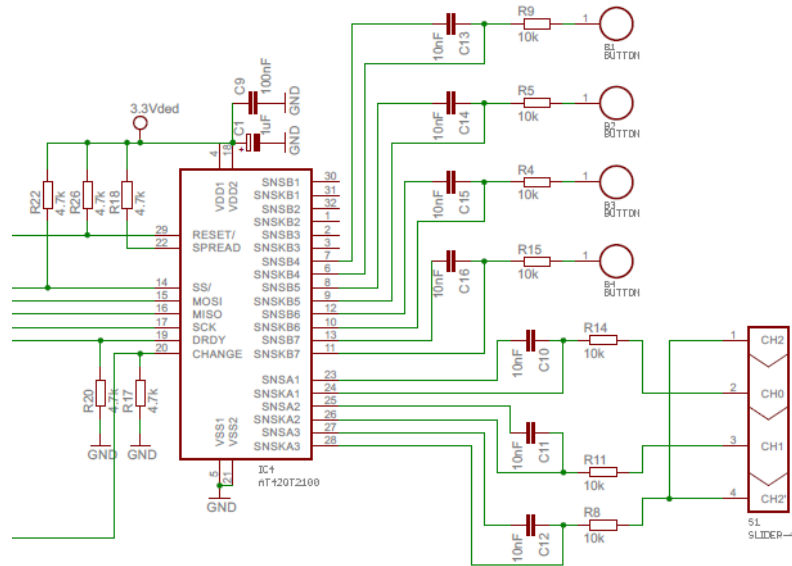


Figura 6.5 – Circuito de implementação do toque capacitivo com o AT42QT2100

A utilização da resistência em série nas ligações serve para limitar a ESD e para reduzir a interferência eletromagnética. Segundo os documentos da Atmel, o valor desta resistência deverá ser da ordem dos $K\Omega$, tendo sido escolhido o valor de $10 K\Omega$.

O condensador de cada elétrodo deverá ser da ordem dos nF, motivo pela qual se escolheu o valor de $10 nF$ para todos os elétrodos. Quanto maior for o valor deste condensador, maior será a sensibilidade do toque, embora o ajuste da sensibilidade também possa ser efetuado por *software* como será visto no capítulo da implementação de *software*. Neste caso, o valor de $10 nF$ revelou-se com bom desempenho, para operação com painel de toque por cima da PCB, embora o toque seja detetado ligeiramente antes do dedo tocar no painel.

Acerca dos pinos de saída do circuito integrado, este apresenta os sinais típicos do protocolo de comunicação SPI, o “MOSI”, “MISO”, “SCK” e o “SS\” e ainda possui uma entrada de “RESET” que deverá ser colocado a ‘0’ para que seja efetuado a reinicialização do integrado; uma entrada de ativação da manipulação do espectro dos *bursts* de ciclos de medição (“SPREAD”), a qual foi ligada a ‘1’ através de uma resistência para ativação; uma saída “DRDY” para sincronização das comunicações com os *bursts*; e finalmente uma saída “CHANGE” que vai ao estado lógico ‘1’ sempre que ocorre uma

mudança no estado das teclas capacitivas ou do *slider*, ou devido a algumas configurações do *chip* a serem efetuadas pelo microcontrolador através de comandos SPI. Este último sinal revela-se de grande utilidade pelo facto de libertar o microcontrolador de efetuar um *pooling* constante ao integrado.

As entradas do candeeiro inteligente são constituídas por 3 botões capacitivos e 2 *sliders* (um dos botões mostrados na figura 6.5 ficou inoperacional): um botão capacitivo de *on/off*; um botão para alternar entre o modo manual e automático de iluminação; outro botão para alternar entre o modo manual e automático de CCT; e dois *sliders*, um para controlar a iluminação em modo manual ou o *setpoint* em modo automático de iluminação e o outro para controlar a CCT em modo manual. A combinação dos dois modos possíveis para iluminação e CCT formam os quatro modos possíveis descritos no subcapítulo 5.1. A utilização de dois *sliders* obrigou à implementação de dois *chips* AT42QT2100, pois apenas é possível implementar um *slider* por *chip*, como é mostrado no esquema geral no Anexo B. Cada botão tem associado um pequeno LED que estando ligado indica que o candeeiro está também ligado ou nos modos automáticos.

6.4 Sensor de Luz

Pelos mesmos motivos de robustez e fiabilidade associados à escolha de um circuito integrado para medição do toque e pelas vantagens descritas no subcapítulo 5.5, optou-se também para a medição da luz ambiente pela utilização de um ALS digital, cujo condicionamento do sinal fosse inteiramente efetuado dentro do *chip* e o valor de iluminação lido, convertido para um valor digital e enviado através de I²C ou SPI.

Como uma das características mais importantes de um ALS é a sua curva de sensibilidade, no seu processo de escolha foram excluídos aqueles que apresentavam duas curvas de sensibilidade, devido ao facto de utilizarem dois fotodíodos na medição da luz, pois estas não permitem averiguar a proximidade em relação à curva de visão fotópica.

Na tabela 6.2 são mostrados os resultados da pesquisa efetuada na Farnell e na Mouser, com destaque para os integrados que reúnem as melhores características.

Sensor	Saída	Curva de Sensibilidade	Gama de Medição (lx)	Resolução	Distribuidor mais barato	Preço ×1 (€)
SFH5711	Corrente, logarítmico	Perfeita	3 – 80000	-	Mouser	1,67
SFH5712	Digital, I ² C	Fraca	3 – 65000	16 bit	Mouser	1,33
MAX44009	Digital, I ² C	Razoável	1 – 65535	16 bit	Mouser	2,50
BH1750FVI	Digital, I ² C	Razoável	1 – 65535	16 bit	Mouser	3,63
BH1721FVC	Digital, I ² C	Medíocre	1 – 65528	16 bit	Mouser	1,96

Tabela 6.2 – Comparação entre circuitos integrados de medição luz ambiente

Apesar de se ter excluído a utilização de sensores analógicos, incluiu-se nesta tabela o sensor SFH5711, devido à sua curva de sensibilidade perfeita, como já foi visto no subcapítulo 5.5 e gama de medição bastante larga, a um preço muito apreciável.

Entre os ALS digitais, foram destacados os *chips* MAX44009 e BH1750FVI, devido às suas curvas de sensibilidade. A gama de medição do *chip* MAX44009 apresentada foi inferida a partir da sua resolução nominal de 16 bits, pois o seu *datasheet* dá excessiva ênfase à gama de medição dinâmica de 22 bits, que oferece um aumento substancial da gama de medição a custo do aumento do tempo de medição/integração. Esta gama de medição dinâmica também se encontra presente nos circuitos integrados BH1750FVI e BH1721FVC.

A seleção deste integrado foi também condicionada pelo seu encapsulamento, com vantagem para o BH1750FVI que contém uns pequenos pinos exteriores. Saliente-se que seu o elevado preço mostrado na tabela 6.2 diminuiu recentemente para 2,75€, equiparando-se ao MAX44001.

O sensor BH1750FVI é um sensor digital com saída I²C. Possui diferentes opções de resolução e modos de funcionamento de medição contínua, de uma só medição e modo *standby*. Como já foi referido, é possível mover a sua janela de funcionamento à custa de um aumento do tempo de medição, o que permite obter uma gama de medição dinâmica de 0,11 lx a 100 Klx. Na figura 6.6 encontra-se uma fotografia do *chip* onde

se pode observar a sua abertura para medição da luz e o fragmento do circuito global do Anexo B alusivo às ligações deste integrado.

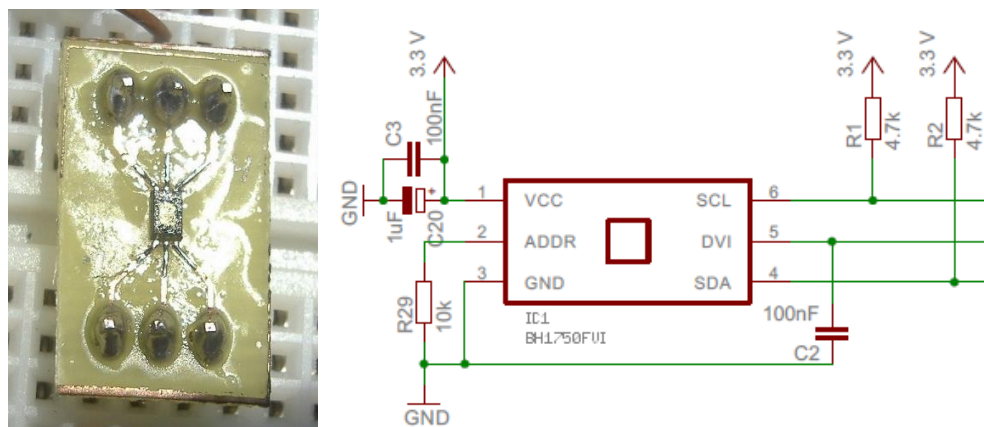


Figura 6.6 – a) Pormenor da abertura de medição de luz no topo do BH1750FVI; b) Circuito de implementação da medição de luz com o BH1750FVI;

Este circuito integrado possui as linhas para comunicação I²C, “SDA” e “SCL” e possui ainda mais duas linhas de entrada.

A primeira denominada “ADDR” tem o propósito de seleção do endereço I²C deste *slave* em relação ao *master*, que é a placa DETPIC32. Neste caso optou-se pela ligação a ‘0’, para que o endereço de 7 *bits* seja “010 0011”, mas também se podia ter optado pela ligação a ‘1’, para obter outro endereço. A segunda linha denominada “DVI” tem dois propósitos: servir como tensão de referência utilizada pelo *chip* na comunicação I²C para definir os níveis *high* e *low*, motivo pela qual deve ser próxima da tensão de alimentação; e assegurar que é efetuado o *reset* do dispositivo através da sua passagem do nível lógico ‘0’ para ‘1’, pelo menos 1 μ s depois do estabelecimento da tensão de alimentação de 0V para 3,3V. Caso este *reset* não seja respeitado, o integrado poderá não funcionar corretamente e a ligação direta do terminal “ADDR” à massa pode ter consequências negativas não especificadas no *datasheet* (pressupõe-se que sejam destruição do *chip* ou curto-circuito). Este *reset* é assegurado através dos portos de I/O do microcontrolador.

Como referência é apresentada a curva de sensibilidade deste ALS na figura 6.7, que como se pode observar é próxima da curva de visão fotópica.

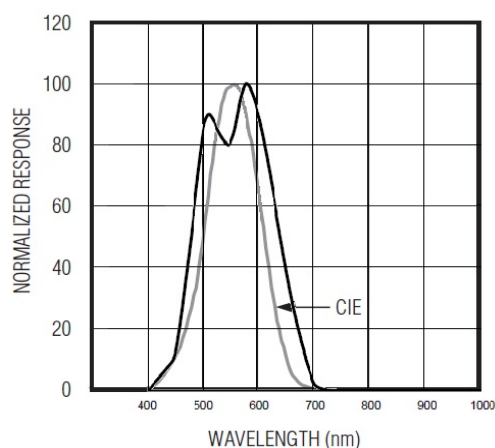


Figura 6.7 – Comparação entre o espectro de sensibilidade do sensor de luz escolhido (a preto) e o espectro de visão fotópica (a cinzento) (*datasheet* do integrado)

6.5 Relógio de Tempo Real

A escolha do RTC do sistema teve em conta o protocolo de comunicação, o qual para ser compatível com os dois circuitos integrados anteriormente apresentados, teria que ser I²C ou SPI e foi também considerado que este deveria suportar como fonte auxiliar um *supercap* e deveria possuir um circuito de carga interno para o mesmo. Relógio de tempo real com funcionalidades avançadas como memória, entre outras, apresentadas no subcapítulo 5.7, foram também excluídos devido ao seu preço excessivo.

A escolha do *supercap* como fonte de energia auxiliar deveu-se às vantagens apresentadas em 5.7, de tempo de vida útil muito elevado e ausência de efeito de memória. Na tabela 6.3 são apresentados os resultados de uma pesquisa nos fornecedores referidos nos subcapítulos anteriores.

RTC	Saída	Carregador de <i>Supercap</i> Integrado	Cristal Integrado	Distribuidor mais barato	Preço x1 (€)
DS1340C	I ² C	Sim	Sim	Mouser	4,89
DS1390	SPI	Sim	Não	Mouser	2,65
BQ32000	I ² C	Sim	Não	Mouser	1,38
ISL12026	I ² C	Não	Não	Mouser	3,05

Tabela 6.3 – Comparação entre relógios de tempo real

Entre os RTCs disponíveis no mercado, fabricados por várias empresas, o destaque vai para a Maxim Integrated que oferece uma vasta gama destes dispositivos. Na pesquisa efetuada, apenas esta empresa implementava carregadores de *supercap* nos seus integrados, juntamente com o *chip* BQ32000 da Texas Instruments.

Em relação à tabela 6.3, apenas os integrados DS1340C e BQ32000 são RTCs básicos, os quais são suficientes para responder às exigências da presente implementação. Embora sejam ambos muito semelhantes, o DS1340C integra um cristal de 32,768 KHz para o oscilador, o que poderia ser uma vantagem. No entanto, o acentuado aumento de preço resultante desta integração, fez recair a escolha no BQ32000, o qual necessitou da implementação de um cristal externo (Citizen, modelo CFS206), cujo preço de 0,32 € somado ao preço deste *chip*, de 1,38 €, ficou a cerca de um terço do preço do integrado da Maxim Integrated.

O BQ32000 da Texas Instruments é provavelmente o RTC que incorpora carregador de *supercaps* e mudança automática para fonte de alimentação auxiliar com o preço mais baixo do mercado. Além de fornecer o tempo em horas e calendário com compensação para ano bissexto, possui ainda *bit* de mudança de século, calibração do relógio por *software*, pino de saída com onda de 1 Hz ou 512 Hz para calibração ou uso geral e *flag* de indicação de falha do oscilador para aplicações críticas.

A comunicação é efetuada por I²C e como já foi referido necessita na sua operação de um cristal externo com uma resistência série R_s máxima de 40 K Ω e uma capacidade de carga C_L típica de 12 pF. Na figura 6.8 é mostrado o fragmento do circuito global do Anexo B referente à implementação do RTC.

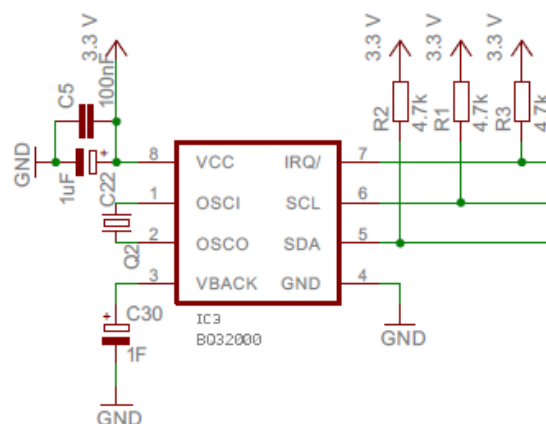


Figura 6.8 – Circuito de implementação do RTC

Como pode ser observado na figura 6.8, este RTC possui os pinos *standard* de comunicação I²C, um pino para a fonte de alimentação auxiliar denominado “VBACK” e um pino “IRQ\”, que pode ser configurado como saída digital de uso geral ou como saída de onda quadrada. A primeira função deste pino foi utilizada para implementar a mudança para a hora de Verão ou de Inverno, devido ao facto deste *bit* não se alterar em caso de falha da fonte de alimentação principal, como será visto no capítulo de implementação de *software*. Na segunda função, consoante as configurações dos registos internos do *chip*, é colocada neste pino uma onda de 512 Hz sem o efeito de uma eventual calibração ou uma onda de 1 Hz com este efeito. Estas ondas servem ou para ajustar a calibração ou para uso geral.

Acerca da utilização de uma fonte de alimentação auxiliar, o integrado comuta automaticamente para esta quando a fonte de alimentação principal descer abaixo da referência que for mais baixa: a tensão de alimentação auxiliar ou uma tensão de referência interna de 2,8 V.

Como a tensão máxima suportada pelos *supercaps* diminui com o aumento da sua capacidade, foi utilizado um *supercap* de 1 F, com uma tensão máxima de operação de 5,5 V, o que corresponde ao melhor compromisso possível entre capacidade e tensão de operação. Sabendo que a corrente *I* consumida pelo *chip* em modo de fonte auxiliar é de 1,2 µA; que a sua tensão mínima de operação *V_o* é de 1,4 V; que a tensão de carga *V_c* é igual a 2,6 V correspondentes à tensão de alimentação principal de 3,3 V menos uma queda de tensão de 0,7 V num díodo de carga incorporado; e que o carregador de *supercaps* do integrado possui uma resistência *R* de 1120 Ω, é possível calcular teoricamente os tempos de carga e descarga do *supercap* de capacidade *C* de 1 F, através das seguintes equações, respetivamente.

$$\Delta t_{descarga} = \frac{(V_c - V_o) \times C}{I} = \frac{(2,6 - 1,4) \times 1}{1,2 \times 10^{-6}} = 11,57 \text{ dias} \quad (6.1)$$

$$\begin{aligned} V_c &= (V_o - V_c) \times e^{-\frac{\Delta t_{carga}}{RC}} + V_c \\ \Leftrightarrow 2,6 &= (1,4 - 2,6) \times e^{-\frac{\Delta t_{carga}}{1120 \times 1}} + 2,6 \Leftrightarrow \Delta t_{carga} \cong 46,4 \text{ min} \end{aligned} \quad (6.2)$$

O tempo de descarga obtido através da equação (6.1) é um tempo de operação sem fonte de alimentação principal bastante elevado, o qual responde às necessidades do

candeeiro inteligente, pois normalmente uma falha de energia na rede principal possui uma duração bastante inferior.

Os detalhes sobre a implementação da mudança de CCT consoante as horas do dia são apresentados no capítulo sobre implementação do *software*.

6.6 Reguladores Lineares e Regulador Comutado

Todos os circuitos integrados apresentados nos subcapítulos anteriores necessitam de uma tensão de alimentação estabilizada. Particularmente o *chip* de toque AT42QT2100 necessita de um regulador linear dedicado, de acordo com os documentos da Atmel, de modo a garantir medições de toque estáveis e fiáveis. Por estes motivos, foi utilizado um regulador de tensão linear de 3,3 V para os dois AT42QT2100 e outro regulador linear também de 3,3 V para todos os restantes integrados. A placa DETPIC32 apenas suporta uma tensão de alimentação exterior de 5 V, embora esta tensão seja depois regulada para 3,3 V pelo regulador linear que esta possui. Foi desta forma necessário ainda um regulador de 5 V para alimentar a DETPIC32.

Na escolha destes reguladores foi necessário ter em consideração a tensão máxima de entrada suportada por estes e especialmente a corrente de saída máxima, de acordo com as necessidades dos integrados.

Depois de uma pesquisa na Farnell, foi escolhido para regulador linear de 5 V o *chip* MC7805CT, da Micro Commercial Components, o qual suporta uma tensão máxima de entrada de 30 V e é capaz de fornecer uma corrente máxima de 1 A, o que é largamente suficiente para alimentar a DETPIC32, cujo consumo estimado é de 50 mA somado ao consumo dos quatro LEDs da PCB de cerca de 20 mA cada um. O preço deste regulador é de 0,53 €.

Para regulador linear de tensão de 3,3 V foi escolhido o modelo NCV4274A, da On Semiconductor, o qual tolera uma tensão máxima de entrada de 40 V e fornece uma corrente máxima de 400 mA, também largamente suficiente para alimentar os dois integrados de toque AT42QT2100 que consomem um total de 4,1 mA (com um regulador de 3,3 V dedicado) e para alimentar o sensor de luz, que consome 0,12 mA e o RTC, que consome 0,1 mA (com o outro regulador de 3,3 V). Este modelo possui um preço de 2,64 € e à semelhança do modelo de 5 V possui uma variação de 2 % em torno do valor de tensão de saída nominal.

No entanto, a utilização por si só dos reguladores lineares diretamente ligados à fonte AC-DC de 24 V dissiparia uma elevada potência, especialmente no regulador de 5 V, devido à queda de tensão neste de 19 V e à corrente fornecida no pior caso de 130 mA (2,47 W de dissipação), o que não tornaria possível a utilização da fonte AC-DC de 10 W para alimentar todo o candeeiro, devido ao consumo das duas calhas de LEDs de 4 W cada uma, como é abordado no subcapítulo 6.7.

Por estes motivos, foi implementado um regulador *step-down* comutado entre a fonte de alimentação AC-DC e os reguladores lineares, como mostra a figura 5.1, com recurso ao integrado LM25575 da Texas Instruments. O esquemático da implementação encontra-se na figura 6.9.

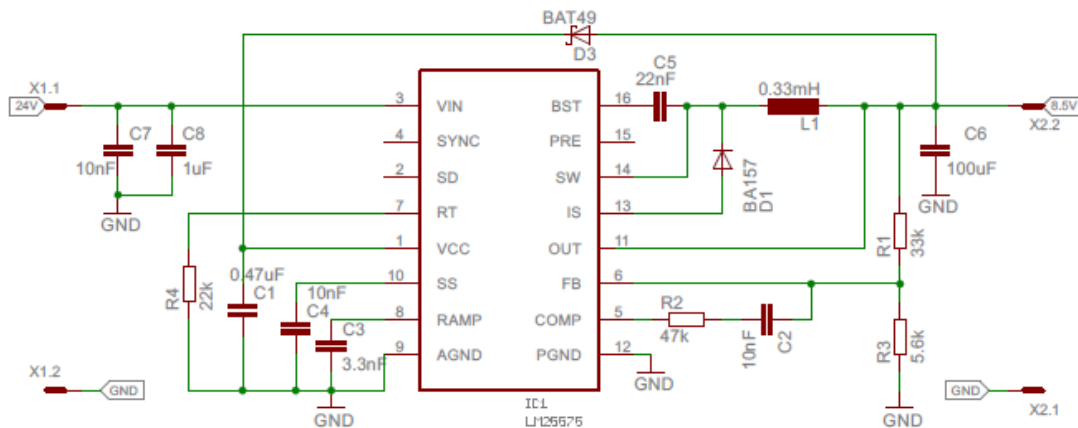


Figura 6.9 – Circuito de implementação de um conversor *step-down* de 8,44 V com o LM25575

O seu princípio de funcionamento é explicado no subcapítulo 5.4, com o esquemático da figura 6.9 semelhante ao circuito da figura 5.11. A frequência de operação escolhida de modo garantir uma bobine com uma indutância baixa e simultaneamente baixas perdas, de acordo com o *datasheet*, foi de cerca de 300 KHz, configurada através da ligação da resistência R4 de 22 K Ω ao terminal “RT” do integrado (ver figura 6.9). Os componentes C4, C5, C2 e R2 foram todos projetados de acordo com o *datasheet* do integrado e servem para configurar o tempo de *soft-start* (C4), condensador de *bootstrap* (C5) e introdução de polo para compensação (C2 e R2).

A bobine foi calculada assumindo que a corrente mínima seria de cerca de 50 mA, que corresponde à estimativa da corrente consumida pela DETPIC32, com os quatro LEDs da PCB apagados e desprezando as correntes dos outros circuitos integrados.

Para um *ripple* de $2 \times I_{\text{MIN}} = 2 \times 50 \text{ mA} = 100 \text{ mA}$, que garante o modo de funcionamento contínuo, a indutância mínima é dada pela seguinte expressão, assumindo a frequência F igual a 300 KHz, a tensão na entrada V_{in} igual a 24 V e a tensão na saída V_{out} pretendida igual a 8,5 V:

$$L = \frac{V_{\text{out}} \times (V_{\text{in}} - V_{\text{out}})}{I_{\text{ripple}} \times F \times V_{\text{in}}} = \frac{8,5 \times (24 - 8,5)}{0,1 \times 300000 \times 24} = 183 \mu\text{H} \quad (6.3)$$

Como pode ser observado na figura 6.9, foi utilizada uma bobine de 330 μH , a qual minimiza para um valor aceitável o *ripple* de corrente. O condensador C3, que serve para configurar o funcionamento interno do *chip*, foi calculado de acordo com $C3 = L \times 10^{-5} = 330 \times 10^{-6} \times 10^{-5} = 3,3 \text{ nF}$.

É também possível de calcular teoricamente o valor do condensador da saída C6 para um determinado *ripple* de tensão, mas como normalmente são obtidos valores teóricos bastante díspares dos valores experimentais, optou-se por utilizar sem cálculos teóricos um condensador eletrolítico de 100 μF . A tensão na saída é obtida através da tensão de *feedback* imposta pelo pino “FB”, de 1,225 V e através das resistências de amostragem R1 e R3, que possuindo os valores de 33 K Ω e 5,6 K Ω , respetivamente, estabelecem uma tensão de 8,44 V na saída, aproximadamente igual a 8,5 V como pretendido. Este valor foi escolhido devido à tensão de *dropout* de 2 V do regulador de 5 V, que necessita desta forma de uma tensão mínima de 7 V na entrada para operar. Como é mostrado no Anexo B, existe ainda um díodo de proteção de polaridade à entrada da placa de controlo que causa uma queda de tensão adicional de 0,7 V. A tensão mínima à entrada desta placa é assim de 7,7 V, devido a estes dois fatores, pelo que com alguma margem a tensão de saída do conversor foi projetada para 8,44 V.

O circuito integrado LM25575 contém ainda um regulador linear interno de 7 V ligado diretamente à entrada, que na presente implementação é de 24 V, o qual dissipa uma potência considerável. Para reduzir esta dissipação é recomendado pelo *datasheet* que a saída do circuito, que neste caso é de 8,44 V, seja conectada à entrada “VCC” do integrado através de um díodo, o que desliga o regulador linear e alimenta internamente o LM25575. Esta ligação foi de facto efetuada, como é mostrado na figura 6.9.

Na prática verificou-se que a tensão obtida na saída foi um pouco abaixo do inicialmente projetado, situando-se em cerca de 8 V. Também foi verificado que ocasionalmente o circuito possuía dificuldades em arrancar, o que poderá vir a ser solucio-

nado com a ligação do terminal “PRE” do integrado ao terminal de comutação “SW”, o qual auxilia a carga do condensador de *bootstrap* C5 em condições de baixa carga, como na presente implementação. Não obstante, com a utilização deste conversor comutado foi obtida uma boa eficiência, não só na conversão de 24 V para 8,44 V, como também no regulador linear de 5 V, que passou a dissipar uma potência próxima de apenas 0,33 W, possibilitando desta forma a utilização da fonte de alimentação AC-DC para alimentar todo o circuito e as duas calhas de LEDs. Na figura do Anexo B é exposta a implementação dos três reguladores lineares referidos, sendo que a PCB do conversor comutado baseado no LM25575 é ligada entre a fonte AC-DC e a placa de controlo.

6.7 Calhas LED

Como já foi referido no subcapítulo 5.1, foram utilizadas duas calhas de LEDs na implementação do candeeiro inteligente, fornecidas e fabricadas pela Lightenjin. Cada calha, uma com CCT baixa e outra com CCT alta, possui 50 LEDs e admite uma tensão de entrada de 24 V, com uma potência de 4 W, o que corresponde a uma corrente de 167 mA.

O espectro destes LEDs não foi possível de medir devido à indisponibilidade de um espectrómetro. Desta forma, como foi referido no subcapítulo 5.2, o seu espectro poderá apresentar picos que são contra os propósitos de iluminação do candeeiro inteligente, apesar da mudança de CCT para um valor baixo ajudar na resolução deste problema.

Outro inconveniente destas calhas de LEDs é o facto de possuírem um IRC abaixo de 80, como mostra a comparação efetuada na figura 3.13 da Parte I.

Na ausência de *datasheet* das calhas LED, foi necessário realizar uma análise de tensão-corrente, que consiste na leitura de pares tensão-corrente através da variação da tensão aplicada aos terminais de numa calha e leitura da corrente consumida. A curva característica obtida encontra-se no gráfico da figura 6.10.

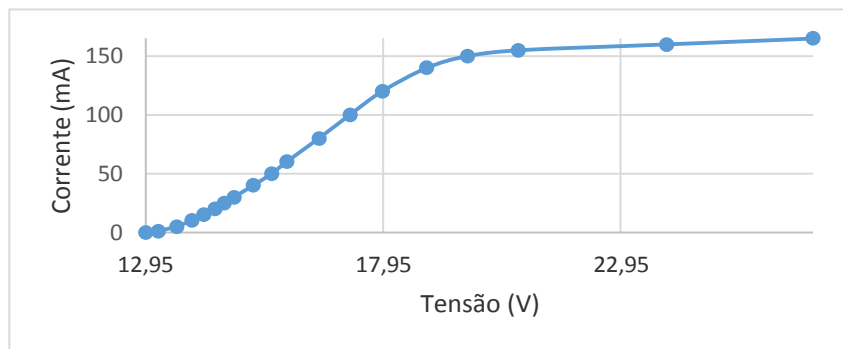


Figura 6.10 – Curva característica de uma das calhas LED

Como pode ser observado no gráfico da figura 6.10, as calhas LED possuem como esperado o comportamento típico dos díodos, com condução a partir de cerca de 13 V e com a corrente a começar a saturar a partir de cerca de 18 V, o que se deverá ao funcionamento de uns pequenos integrados limitadores de corrente nas calhas. No entanto, possuem uma resistência relativamente elevada, na ordem de algumas dezenas de Ohms, entre cerca de 14,5 V até 18 V. Ao ser aplicada uma tensão de 24 V nas calhas, estas consomem cerca de 160 mA, o que corresponde à potência máxima de 4 W.

Como último inconveniente, as calhas de LEDs são de relativa baixa potência, emitindo uma iluminância de cerca de 200 lx por calha, o que não é suficiente para uma iluminação correta de interiores, de acordo com o exposto no subcapítulo 4.2, em que se referiu que a iluminância deveria ser tipicamente no mínimo de 500 lx. Apesar dos defeitos apontados para as calhas LED fornecidas, as referidas calhas possuem utilidade para efeitos experimentais e demonstrativos.

6.8 LED *Driver*

Como foi exposto no subcapítulo 5.3, existem diversas implementações possíveis para polarizar LEDs e variar o seu fluxo luminoso, através da variação de corrente linear ou média. Por sua vez os LED *drivers* podem ser baseados em topologias comutadas, já abordadas em 5.3 e topologias lineares. Seguidamente são apresentadas algumas topologias consideradas para implementação.

Como exemplo de um LED *driver* linear, é apresentado na figura 6.11 uma topologia baseada em fonte de corrente linear, com entrada PWM para *dimming* de corrente média, com o *chip* BCR421U da Infineon.

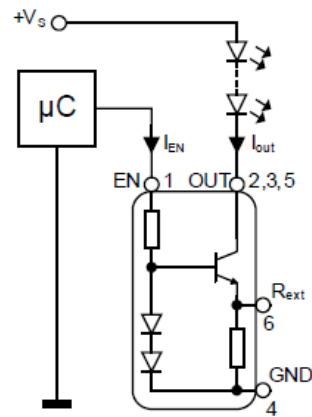


Figura 6.11 – LED *driver* linear com implementação de fonte de corrente linear constante com *dimming* PWM (adaptado) (*datasheet* do integrado)

Embora esta topologia seja pouco dispendiosa, como já foi referido na Parte I, existe uma dissipação de potência considerável no transistor, que no caso da presente implementação se pode mesmo tornar imprevisível devido à elevada variação de tensão fornecida pela fonte AC-DC. Devido a esta ineficiência, esta abordagem foi descartada na presente implementação.

As topologias baseadas em fontes comutadas com interesse nesta aplicação são todas as que fazem o *step-down* da tensão da entrada, pois a tensão de operação das caixas LED é inferior à tensão da fonte de alimentação. Um exemplo de uma topologia considerada na presente implementação é apresentado na figura 6.12, a qual é baseada nos conversores *step-down* da figura 5.10 b).

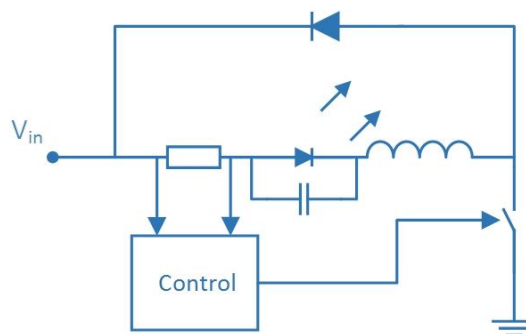


Figura 6.12 – Conversor *step-down* realimentado por corrente

A diferença entre esta topologia e o conversor *buck* comum é que neste caso quando o interruptor abre, o circuito é deixado à tensão V_{in} em vez de massa e, de acordo

com a orientação do diodo, a corrente da malha flui no sentido inverso ao sentido que ocorre no conversor *buck* na mesma situação de interruptor aberto. O condensador em paralelo com os LEDs (que não está mostrado na figura 5.10 b)) serve apenas para suavizar o *ripple* de corrente nestes.

Esta topologia foi também descartada devido à necessidade de a leitura de corrente ter que ser efetuada de modo diferencial e com elevadas tensões na entrada da amplificação, embora não possua o problema referido no subcapítulo 5.3, de implementação do interruptor, no qual se pode utilizar apenas um NMOS.

Finalmente, optou-se pela escolha de uma topologia de fonte comutada *buck*, cujo circuito de implementação é mostrado na figura 6.13.

A escolha desta topologia com *dimming* por variação de *duty-cycle* apresenta no entanto alguns problemas no respeitante à linearidade da resposta em fluxo luminoso, a qual é normalmente assegurada através da utilização de uma resistência em série com os LEDs, que lineariza a resposta. Como na presente implementação, a resistência dos LEDs é elevada e variável ao longo da sua curva característica (figura 6.10), a utilização de uma resistência exterior para linearizar a resposta destes não tem o efeito pretendido, o que resulta numa resposta não linear.

Foi ainda erradamente depreendido que a referida resistência exterior estaria já implementada nas calhas LED, linearizando a sua resposta, o que também não corresponde à verdade.

Neste caso, a melhor escolha possível seria a utilização de um LED *driver* integrado com um esquema de *dimming* por corrente média, semelhante ao mostrado na figura 5.9, implementação que possibilitaria o controlo em malha fechada de corrente constante por *hardware* e o controlo em malha fechada de fluxo luminoso por *software*.

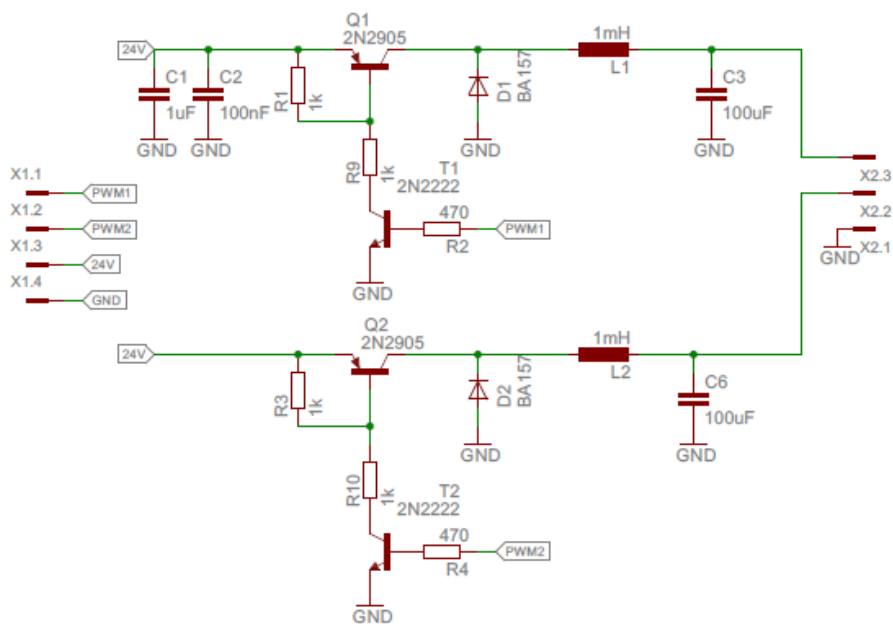


Figura 6.13 – LED driver implementado baseado em conversor *buck*

Embora os interruptores pudessem ter sido implementados com transístores FET, os quais iriam necessitar de *gate drivers* e/ou *charge pumps*, foram utilizados transístores bipolares, os quais diminuem a eficiência do sistema, apesar de constituírem um circuito operacional.

As resistências de *pull-up* dos LED drivers possuem o valor de 1 K Ω , o qual foi escolhido de modo a evitar uma grande dissipação de potência. As resistências R9 e R10 foram escolhidas de modo a debitarem uma corrente de $23\text{ V}/1\text{ K}\Omega = 23\text{ mA}$, para uma corrente na saída máxima de 160 mA, por cada conversor/calha. A potência máxima dissipada em cada resistência R9 e R10 é dada por $23\text{ V} \times 23\text{ mA} = 0,529\text{ W}$, o que corresponde a um total de 1,058 W.

No cálculo das bobines foi necessário ter em consideração que a corrente mínima de uma calha desce até muito próximo do valor nulo, o que corresponde a uma condição de baixo fluxo luminoso. Por este motivo quanto maior for o *ripple* de corrente na bobine, mais cedo o conversor entrará em modo descontínuo, devido ao anulamento da corrente na bobine. Para evitar esta situação e minimizar também o *ripple* na saída, a bobine deverá ser de valor relativamente elevado. Através da expressão (6.3), sabendo que a frequência utilizada foi de 50 KHz e arbitrando um valor de *ripple* de 10 mA, além de uma tensão na entrada fixa de 24 V e uma tensão na saída de 13 V (pior caso), verifica-se que a indutância deverá ser na ordem das dezenas de mH. Na prática,

foram utilizadas indutâncias de 1 mH disponíveis, o que com um condensador de 100 μF na saída, gerou um *ripple* de tensão na saída impercetível de 50 mV.

Os resultados em termos de tensão na saída em função do *duty-cycle* aplicado relativos a um dos conversores *buck* encontram-se no gráfico da figura 6.14.

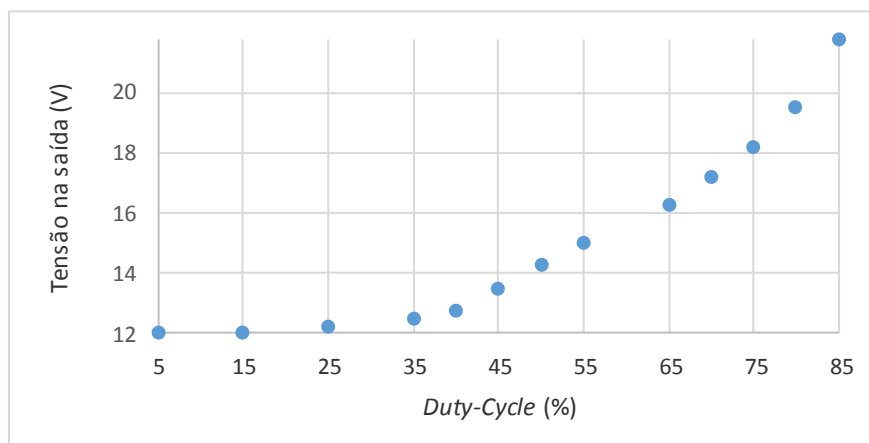


Figura 6.14 – Tensão na saída de um dos conversores *buck* em função do *duty-cycle* aplicado

Como pode ser observado e como seria de esperar, o conversor apresenta uma saída não linear.

Para linearizar a resposta em fluxo luminoso dos LEDs foi implementada uma linearização parcial por *software*, como será visto no subcapítulo sobre implementação de *software*. Futuramente é sem dúvida de considerar a utilização de um LED *driver*, que polariza os LEDs com uma corrente constante e permite implementar sobre este um sistema de controlo de fluxo luminoso com facilidade e fiabilidade.

6.9 Implementação das PCBs

A PCB de controlo foi projetada no programa CadSoft Eagle, com todas as recomendações expostas no subcapítulo 6.3, para obter o máximo desempenho no toque e é por este motivo que as suas dimensões são consideráveis, embora tenha sido posteriormente otimizada para produção pela Lightenjin. As PCBs do conversor *buck* e dos LED *drivers* possuem um tamanho mais compacto. Foi também fornecida pela Lightenjin uma estrutura em metal de uma luminária para testes. Na figura 6.15 encontra-se uma fotografia geral do sistema, com algumas indicações.

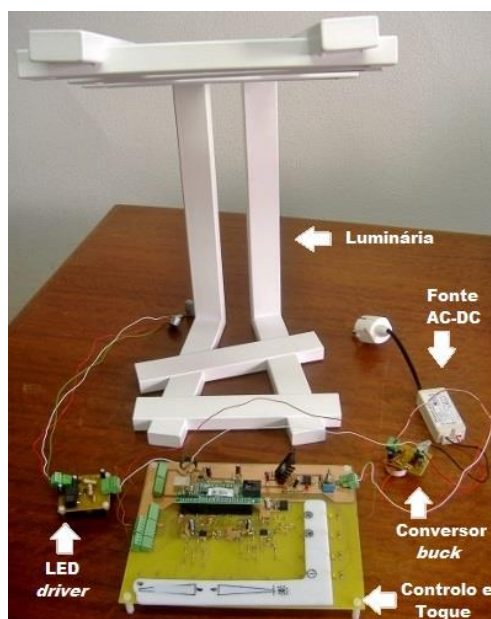


Figura 6.15 – Sistema de controlo do candeeiro inteligente de acordo com o diagrama de blocos da figura 5.1

Como se pode observar na figura 6.15, foi utilizado um painel branco opaco de acrílico por cima dos elétrodos de toque com uma espessura de 3 mm, com o qual foi obtido um bom funcionamento no toque.

7. Implementação do *Software*

Segue-se no presente capítulo a descrição da implementação do *software*, que permite o controlo dos diversos módulos e funcionamento correto do candeeiro inteligente, de acordo com o especificado anteriormente. A divisão dos subcapítulos é efetuada por *device drivers*, implementação das diversas funcionalidades do candeeiro e por fim modos de funcionamento.

7.1 *Device Drivers*

7.1.1 Sensor de Toque

O integrado AT42QT2100 utiliza o protocolo de comunicação SPI, pelo que foi necessário criar rotinas de baixo nível que enviassem e recebessem os *bytes* SPI trocados entre este e o microcontrolador. Em cada comunicação é necessária a transição completa de 3 *bytes*, transmitidos através das linhas “MOSI” e “MISO” ao mesmo tempo, que correspondem a comandos e dados.

As configurações do módulo de SPI do microcontrolador (transição ativa do relógio, entre outros) e dos pinos de I/O encontram-se implementadas numa rotina de baixo nível e estão de acordo com o especificado no *datasheet* do integrado. Para a frequência de operação foi escolhido o valor de 500 KHz, dentro do máximo permitido pelo *chip*. Foi ainda implementada uma rotina de configuração de interrupções e uma rotina de *reset* para os dois integrados utilizados.

Cada uma das funções de receção e envio possibilita a escolha do *chip* com que se pretende comunicar e controla o respetivo *slave select* (“SS\”) para a transição dos *bytes* através de escrita ou leitura dos *buffers* do microcontrolador. A função de receção, que envia *bytes* aleatórios para receber 3 *bytes*, constituiu uma fonte de problemas durante algum tempo, pois os *bytes* recebidos encontravam-se sempre dessincronizados, com perda do último *byte*, quando o controlo do *slave select* era efetuado no código, em vez de automaticamente pelo *hardware*. Na figura 7.1 é mostrada esta situação, em que os 3 *bytes* corretamente recebidos são “0x6C, 0x11, 0xAA”, correspondentes à ver-

são do integrado, o que só ocorre na situação de controlo automático do *slave select* pelo *hardware*.

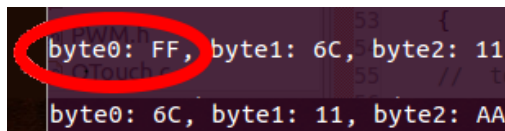


Figura 7.1 – Três bytes correspondentes à versão do AT42QT2100: em cima, controlo do *slave select* por *software*; em baixo, controlo automático do *slave select* pelo *hardware*

Como o controlo do *slave select* teria que ser forçosamente efetuado por *software*, porque o controlo automático apenas está disponível para um *slave*, este problema foi resolvido através do envio de 4 *bytes* aleatórios em vez de 3 e descartando o primeiro *byte* recebido, o qual não continha qualquer informação, como se pode observar na figura 7.1 (“0xFF”). Foi também necessário o ajuste dos tempos dos sinais SPI.

As funções do *device driver* do AT42QT2100 de nível superior utilizam todas as duas funções básicas de envio e receção referidas para implementar o envio de comandos e receção de dados. Este *chip* suporta um comando com 3 *bytes* de configurações, ao qual responde com 1 *byte* de estado, outro *byte* com a denúncia de toque em cada uma das teclas e *slider* e outro *byte* com a posição absoluta do dedo neste último; um comando para modificar a sensibilidade do *slider*; um comando de *debug*, cuja resposta é uma medição da quantidade de toque em valores numéricos e estado das teclas e *slider*; e um comando que retorna a versão do dispositivo. O comando de *debug* permite verificar que o *chip* já deteta alterações na capacidade mesmo quando o dedo se encontra a uma distância considerável na vertical em relação aos elétrodos. Desta forma, foram implementadas funções para cada um dos comandos respetivos, que os enviam e recebem os dados caso seja necessário.

O mais importante sucede contudo na invocação das rotinas de interrupção, por imposição do sinal “CHANGE”, que indica alteração do estado em algum dos elétrodos. É nestas rotinas que é efetuada a mudança do brilho ou da CCT em tempo real, assim como da máquina de estados do sistema implementada. Noutros subcapítulos deste capítulo 7 será dado o devido destaque a cada uma das funcionalidades implementadas nestas rotinas. O resumo das funções do *device driver* do AT42QT2100 encontra-se na figura 7.2.

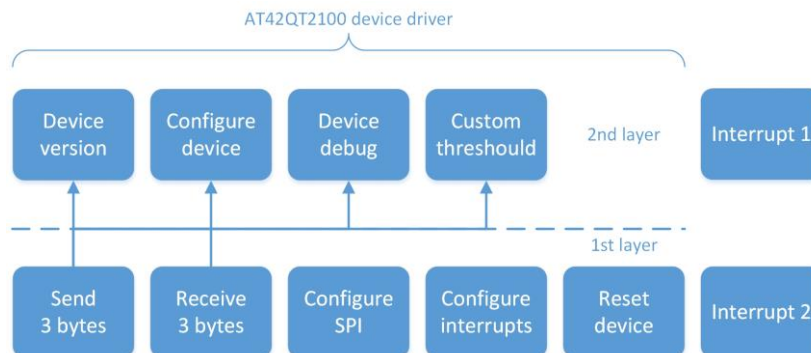


Figura 7.2 – Esquema com as funções associadas ao AT42QT2100

7.1.2 Sensor de Luz

Antes da implementação do *device driver* do sensor de luz BH1750FVI, foi necessário criar um conjunto de primitivas necessárias ao funcionamento do protocolo I²C, utilizado por este dispositivo e pelo RTC. Estas primitivas permitem enviar o *bit* de *start*, *stop* e enviar ou receber um *byte*, gerindo os *acknowledges* respetivos. A função de configuração do módulo de I²C, além de configurar a frequência de operação, efetua também um procedimento especial para configurar o módulo, devido a um *bug* de *hardware* reportado numa errata da Microchip, em que é utilizado um porto de I/O genérico do microcontrolador ligado à linha de dados “SDA” do I²C, como é mostrado no Anexo B. Após o processo de configuração, este porto não é mais utilizado.

O *device driver* do BH1750FVI, à semelhança do integrado de toque, possui também duas camadas de abstração, com a primeira a implementar funções que permitem a leitura de 2 *bytes* com o valor de iluminância e o envio de um comando genérico, através da envio do endereço do *slave* e da utilização das primitivas de comunicação I²C implementadas.

O segundo nível de abstração implementa uma função que envia o comando de *power on*, que deverá ser invocada sempre no início dos programas, uma função de envio de mudança de estado, uma função de leitura de medições e uma função de alteração da janela de medição. A mudança de estado do dispositivo ocorre ou para o estado de *power down*, ou para estados de uma só leitura ou de leitura contínua, dependendo da resolução. Na função de leitura de medições é retornado o valor de iluminância, calculado com base na resolução e na janela de medição atual. Finalmente esta janela de medição pode ser alterada com um valor entre 31 e 254, sendo o valor por defeito igual a 69. Como exemplo, se for passado como argumento à função o dobro do valor

por defeito, $2 \times 69 = 138$, aumentará o tempo de medição e a sensibilidade para o dobro, ou seja, medirá por exemplo 0,5 lx em vez de 1 lx.

Desta forma, a função com mais interesse é a que retorna num inteiro o valor de iluminância depois da sua invocação. Na figura 7.3 é mostrado o esquema das funções relacionadas com o BH1750FVI.

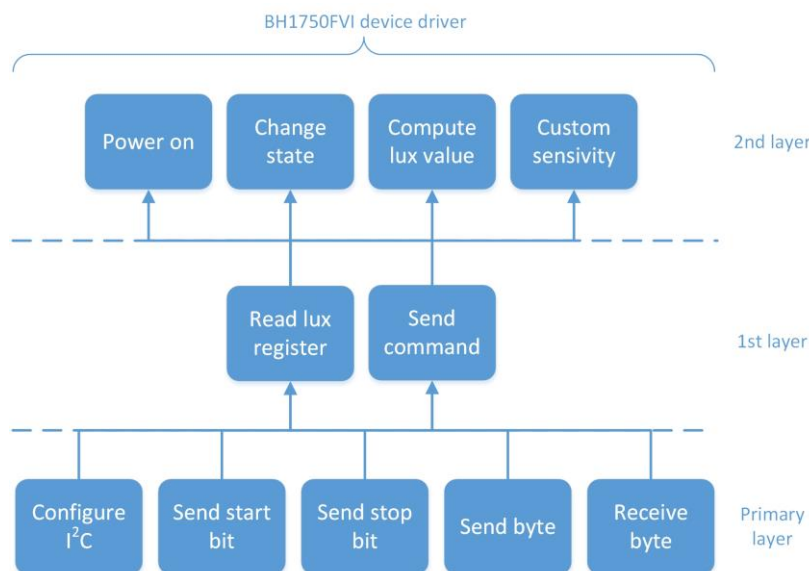


Figura 7.3 – Esquema com as funções associadas ao BH1750FVI

7.1.3 Relógio de Tempo Real

À semelhança do *device driver* do sensor de luz, também este utiliza as primitivas básicas de I²C para implementar este protocolo de comunicação de acordo com as especificações do *datasheet*. Neste caso, foram também implementadas como primeira camada de abstração, uma função genérica de leitura de registos do integrado e uma função genérica de escrita, ambas utilizando um endereço distinto do outro *slave*.

A segunda camada de abstração está dividida num conjunto de funções que permitem ler e escrever separadamente em todos os registos de tempo, desde o segundo até ao ano, do RTC, assim como uma função que permite ativar o carregador de *supercaps* e outra função que coloca o sinal de 1 Hz na saída “IRQ\” para calibração do dispositivo.

Foi ainda criada uma terceira camada de abstração que utiliza as funções individuais de leitura e escrita dos registos de tempo da segunda camada, para implemen-

tar uma função de leitura e outra de escrita de tempo globais. A funcionalidade implementada de mudança automática para hora de Verão será apresentada num subcapítulo adiante. Na figura 7.4, é mostrado o esquema das funções associadas a este *device driver*.

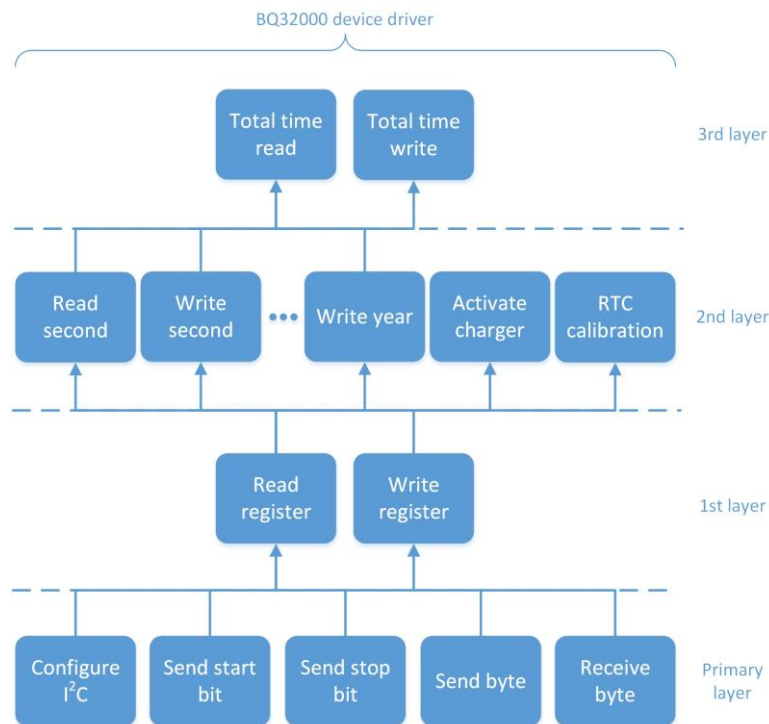


Figura 7.4 – Esquema com as funções associadas ao BQ32000

7.2 Módulo de PWM

De modo a facilitar o acesso e configuração do módulo de PWM do PIC32, foi criado um conjunto de funções de baixo nível que lidam diretamente com os registos do microcontrolador associados para cada calha de LEDs. Este conjunto de funções é composto por uma função de configuração, que configura as duas saídas PWM utilizadas com uma frequência de 50 KHz, uma função de modificação, que recebe como argumento o valor de *duty-cycle* pretendido, arredonda-o com o máximo de resolução de $\frac{1}{4}$ da unidade percentual e modifica o sinal PWM e uma função de leitura, que devolve o valor de *duty-cycle* atual.

O valor de *duty-cycle* pretendido pode ser qualquer valor decimal na gama entre 0 % e 87%, de modo a salvaguardar os LEDs de uma corrente excessiva. Como exemplo,

se for passado o valor de 26,7 % de *duty-cycle*, este valor será arredondado para 26,75 %, que corresponde à resolução máxima referida de $\frac{1}{4}$ %. Este arredondamento é sempre efetuado, devido à capacidade máxima do registo associado do microcontrolador e é responsável pela existência de erros de arredondamento na alteração de *duty-cycle* dos dois canais PWM, como será visto adiante. A minimização destes erros pode ser conseguida através da diminuição da frequência de operação, o que iria aumentar o *ripple* na saída dos LED *drivers* e eventualmente o valor da bobine. Por estes motivos optou-se por não diminuir o valor da frequência.

Estas funções de leitura e escrita de *duty-cycle* constituem assim um importante recurso, que permite efetuar operações de *read-modify-write* facilmente nos sinais PWM de cada uma das duas calhas LED.

7.3 Atraso Configurável

Devido ao facto de em determinadas alturas de execução do código, como por exemplo no envio e receção de sinais SPI, ser necessária a introdução de um atraso variável, foi implementada uma função para este efeito, que recebe um valor inteiro como argumento e efetua contagens variáveis com base neste valor, o que introduz um atraso temporal.

Uma implementação mais precisa poderia ter sido conseguida recorrendo ao *core timer* do microcontrolador. No entanto, como uma nova implementação desta função iria implicar uma nova sintonização dos atrasos espalhados por todo o código, optou-se por não alterar a função, deixando o sistema a funcionar corretamente na mesma.

7.4 Hora de Verão

Em Portugal a hora de Verão entra em vigor à 1 h do dia 31 de Março, com o adiantamento de 1 hora dos relógios e cessa às 2 h do dia 27 de Outubro, altura em que os relógios são atrasados 1 hora. Esta mudança automática foi implementada, de modo a acrescentar valor ao candeeiro inteligente, com recurso ao *bit* disponibilizado na saída “IRQ\” do RTC, embora pudesse também ter sido utilizada a memória do PIC32. Na figura 7.5, é mostrado o estado da saída “IRQ\” consoante a altura do ano.



Figura 7.5 – Estado da saída “IRQ\` do RTC consoante a altura do ano

Este *bit*, que está a ‘1’ quando a hora de Verão está ativa, é utilizado para que o microcontrolador saiba se a hora já foi atualizada ou não num dado instante.

A mudança de hora apenas não é efetuada caso o candeeiro inteligente não se encontre alimentado pela rede, ou seja, caso o microcontrolador não se encontre alimentado. Foi considerado que esta situação de não alimentação apenas pode ocorrer no máximo durante 11 dias depois da interrupção de alimentação do sistema, findos os quais se terá que forçosamente ligar a alimentação do candeeiro, pois caso contrário as horas do RTC são irremediavelmente perdidas. Esta situação apenas pode ser resolvida com a implementação de entradas que permitam ao utilizador acertar o relógio e saídas que permitam que este conheça as horas atuais.

Com esta premissa assumida, o microcontrolador ativa-se por ligação do candeeiro à alimentação pelo utilizador e muda a hora se necessário, o que ocorre no pior caso 11 dias depois da data de mudança de hora, correspondendo na mudança para hora de Verão ao dia 10 de Abril e na mudança para hora de Inverno ao dia 6 de Novembro. Esta aproximação revela-se bastante útil, devido à redução de casos particulares, pois na mudança de hora apenas poderá existir uma mudança de mês, que acarreta uma mudança de dia do mês e uma mudança de dia da semana. Caso a mudança de hora fosse efetuada num período superior a 11 dias, teria que se ter em consideração o número de dias variável de cada mês assim como mudanças de ano.

A hora é desta forma mudada através da verificação do *bit* “IRQ\`” e se a hora atual corresponde ou não ao valor deste *bit*. Como exemplo, caso o *bit* se encontre a ‘0’ e a data seja 1 de Abril, que corresponde a uma data de hora de Verão, significa que a hora ainda não foi alterada, pelo que o microcontrolador altera a hora, verificando os casos particulares de mudança de dia da semana, entre outros. Na próxima verificação,

como o *bit* referido já se encontra a ‘1’, a hora não será alterada, porque tal já sucedeu anteriormente.

7.5 Arranque Suave

Todos os integrados utilizados necessitam de um pequeno intervalo de tempo desde a ligação da alimentação até se encontrarem completamente operacionais, devido à configuração interna efetuada por estes. O intervalo mais crítico é atribuído aos dois integrados de medição de toque que necessitam de pelo menos 400 ms.

Para colmatar esta necessidade, foi criada uma função de arranque suave do sistema, que quando o candeeiro é ligado à alimentação mostra uma pequena animação dos LEDs da PCB, acabando com estes desligados, sem ligar os LEDs de alto brilho. Esta animação possui uma duração aproximada de 1,66 segundos, o que é mais do que suficiente para que todos os integrados se configurem. Posteriormente, quando o utilizador toca no botão de *on/off*, o LED da PCB correspondente fica ligado e as duas caixas LED de alto brilho acendem-se com alteração gradual do *duty-cycle*, até atingirem 50 % cada uma, o que dura também 1,66 segundos. Este arranque suave dos LEDs apenas tem propósitos de estética, pois todos os *chips* se autoconfiguraram aquando da ligação do candeeiro à alimentação da rede.

Caso o utilizador toque em algum botão enquanto sucede a animação ou o arranque suave, a ação correspondente que o sistema deve tomar apenas acontecerá depois destes terminarem. Como o atendimento às entradas do utilizador é efetuado por interrupção, isto é conseguido através da desativação das interrupções do sistema e posterior ativação no final das animações. Os tempos escolhidos de 1,66 segundos podem futuramente ser alterados, para ir de encontro aos propósitos da implementação, embora se tenha sempre que respeitar os 400 ms que os *chips* de toque exigem para autoconfiguração.

7.6 Máquina de Estados

Para cada um dos modos de funcionamento apresentados no subcapítulo 5.1, foi definido um estado possível do sistema, com a adição do estado de *standby*, em que

este possui todos os LEDs desligados e se encontra à espera que o utilizador toque no botão *on/off* para ligar o candeeiro.

Desta forma, foi implementada uma máquina de estados, com 5 estados possíveis, controlada pelos 3 botões capacitivos à disposição do utilizador, mostrados na figura 7.6.



Figura 7.6 – Entradas do utilizador: à esquerda, botão de brilho automático; no meio, botão de CCT automática; à direita, botão *on/off*

Os 5 estados referidos foram denominados “IDLE”, correspondente ao estado de *standby*; “BMTM” – “Brilho Manual, Temperatura Manual”; “BMTA” – “Brilho Manual, Temperatura Automática”; “BATM” – “Brilho Automático, Temperatura Manual”; e “BATA” – “Brilho Automático, Temperatura Automática”. Na figura 7.7 é mostrado o diagrama de estados da máquina, que será de Moore, porque as saídas ou ações a serem executadas pelo sistema dependem apenas do estado e não diretamente destas 3 entradas capacitivas. Os nomes dos botões foram codificados como “O/F”, para o de *on/off*, “B”, para o de brilho e “T”, para o de CCT.

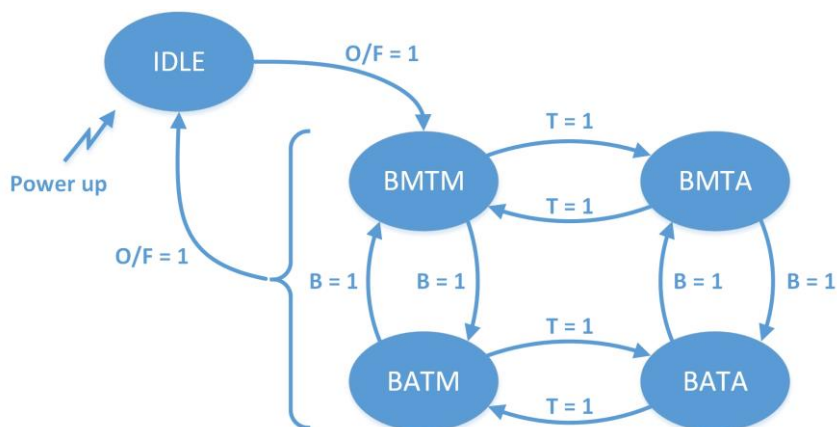


Figura 7.7 – Diagrama de estados do sistema

Ao ser ligado à alimentação, o candeeiro tem como estado inicial o estado de “IDLE”, que também corresponde ao estado para o qual o sistema transita caso haja um toque em qualquer altura no botão de *on/off*, o qual desliga o candeeiro. Por outro lado, caso este botão seja tocado e o sistema esteja no estado de “IDLE”, o candeeiro será ligado e passará para o estado pré-definido inicial de brilho e CCT manuais “BMTM”, com todos os LEDs indicadores da PCB (figura 7.6) apagados, exceto o de *on/off*, porque nenhuma das duas variáveis está em modo automático. Como pode ser observado na figura 7.7, a transição para os estados em que o brilho ou a CCT estão automáticos, faz-se tocando num dos dois botões respetivos da figura 7.6. Neste caso, os LEDs indicadores acendem-se quando a respetiva variável, brilho ou CCT, se encontra no estado automático. Os mesmos dois botões permitem posteriormente que o sistema retorne aos estados manuais, com os LEDs indicadores respetivos a apagarem-se. Estes 4 estados possíveis (mais o estado auxiliar de “IDLE”) encontram-se de acordo com os modos de funcionamento apresentados no subcapítulo 5.1.

A mudança de estado foi implementada na rotina de serviço de interrupção (RSI) do integrado de toque AT42QT2100 conectado aos botões capacitivos, a qual é executada sempre que a linha “CHANGE” vai a ‘1’. Isto acontece quando um dos botões (ou *slider*) acusa toque e quando deixa de acusar toque. Como neste caso apenas se pretende que o sistema mude de estado assim que o utilizador toca no botão, o código implementado na RSI verifica quando os botões capacitivos acusam toque e muda o estado consoante o botão tocado, sem efetuar nenhuma ação quando o botão deixa de acusar toque.

No programa principal de controlo do sistema, designado por “main”, depois de serem invocadas todas as rotinas de configuração dos dispositivos associadas aos *device drivers* respetivos e inicializadas algumas variáveis, este entra em ciclo infinito e executa continuamente um conjunto de ações consoante o estado do sistema.

Desta forma, começando pelo estado de “IDLE”, ambos os *duty-cycles* das duas caixas LED são alterados para 0 %, de modo a desligar o candeeiro. No estado “BMTM”, o sistema fica entregue ao tratamento por interrupção dos dados de alteração de brilho e CCT de ambos os *sliders*, mas existem dois casos particulares que requereram atenção: caso o candeeiro tenha estado desligado (“IDLE”) anteriormente, é ligado com recurso à função de arranque suave; como o brilho manual apenas pode ser ajustado caso haja um mínimo de *duty-cycle*, devido às fórmulas matemáticas envolvidas neste processo, como será visto adiante, caso os *duty-cycles* anteriores tenham sido 0 %, es-

tes são alterados para 0,25 %. O sensor de luz é colocado em *power down*, porque não é necessário. Estas duas últimas ações são também executadas no estado de “BMTA”, pelos mesmos motivos, além de que neste estado a CCT deixa de ser manual e passa a ser automática, através da invocação de uma função criada para o efeito. No estado “BATM” a CCT é manual e o brilho é controlado automaticamente através da colocação em funcionamento do sensor de luz e invocação constante de uma função também implementada para este efeito. Finalmente, no estado “BATA” são conjugadas as duas invocações anteriormente referidas, que são apresentadas nos subcapítulos seguintes, assim como a variação manual por interrupção do brilho e da CCT.

7.7 Funcionamento dos *Sliders*

Na implementação do modo como seriam processados os dados de posição absoluta do dedo nos *sliders* fornecidos pelo *chip* de toque foi inicialmente considerado que cada posição absoluta corresponderia a um dado brilho ou a uma dada CCT. No entanto, esta implementação não se revelou útil, porque não é dada nenhuma indicação ao utilizador acerca de qual seria a última posição tocada do *slider*, o que resultaria numa mudança repentina de brilho ou CCT no próximo toque, caso este ficasse muito longe do último toque, cuja posição era desconhecida. Esta implementação seria válida no caso de existir alguma indicação, como uma barra de LEDs indicadores ao lado dos *sliders* que mostrasse o nível de brilho e CCT atuais, ou sinais sonoros.

Como não se dispunha de nenhum destes indicadores, foi escolhido um modo de funcionamento dos *sliders* idêntico ao modo da barra de *scroll* dos *touchpads* dos portáteis, em que o movimento é efetuado de acordo com a quantidade de deslocamento do dedo. Desta forma, basta que o utilizador percorra o *slider* com o dedo para que o deslocamento resultante se transforme numa alteração de brilho ou CCT proporcional a este. O microcontrolador guarda a primeira posição absoluta reportada como referência e esta é subtraída à segunda posição absoluta reportada para se obter o primeiro deslocamento. Esta segunda posição é subtraída a uma terceira posição para se obter o segundo deslocamento e assim sucessivamente até que o utilizador retire o dedo, o que é reportado pela linha “CHANGE” e o ciclo se repita novamente. Na figura 7.8 é mostrado um exemplo de funcionamento.



Figura 7.8 – Exemplo do deslocamento obtido com dois toques, o primeiro à esquerda e o segundo à direita

O modo de funcionamento dos *sliders* referido é válido para alterações manuais de brilho e CCT e introdução de *setpoint* no caso de brilho automático. A resolução utilizada foi apenas de 4 *bits*, porque uma resolução maior prejudicaria o funcionamento dos *sliders*.

7.8 Brilho Manual

Na alteração do fluxo luminoso total emitido pelas calhas é necessário ter em consideração que o rácio entre os dois fluxos luminosos individuais deve ser mantido constante, de modo a que a CCT não seja alterada, admitindo que a variação de fluxo luminoso com o *duty-cycle* é linear.

As fórmulas que permitem alterar o *duty-cycle* por exemplo da calha de cor quente, mantendo o rácio de fluxo luminoso com a calha de cor fria são as seguintes, em que “*new_duty*” corresponde ao novo *duty-cycle*, “*duty*” ao *duty-cycle* atual e “*shift*” à alteração de *duty-cycle*:

$$new_duty_Q = duty_Q + shift \quad (7.1)$$

$$new_duty_F = duty_F + shift \times \frac{duty_F}{duty_Q} \quad (7.2)$$

Como se pode observar na equação (7.2) a alteração de *duty-cycle* da calha de cor fria é multiplicada por um fator de escala que considera os *duty-cycles* atuais. Como exemplo, se o *duty-cycle* da cor quente for 60 % e o da cor fria for 30 %, com um deslocamento de 10 %, a cor quente irá para 70 % e a cor fria para $30 \% \times 10 \% \times (30 \%/60 \%) = 35 \%$, o que mantém o rácio de $\frac{1}{2}$ inicial.

Na escolha acerca de que a que calha se deve aplicar a equação (7.1) para controlo do utilizador, seguida da equação (7.2) na outra calha, foi escolhida a que apresenta o maior *duty-cycle* no momento para a equação (7.1), pois se ocorresse o inverso, o fator de escala tornar-se-ia maior do que a unidade, o que conduziria a deslocamentos muito elevados para a calha contrária à controlada pelo utilizador. O exemplo anterior mostra que se o utilizador controlar a calha de cor quente, que apresenta um *duty-cycle* maior, a calha de cor fria apenas se altera metade do deslocamento da primeira calha. Se contudo acontecesse o contrário, com o utilizador a controlar a calha de cor fria (equação (7.1) aplicada nesta), a calha de cor quente iria sofrer um deslocamento dobrado, o que neste caso não é muito crítico, mas poderia ser, caso o fator de escala fosse maior, o que resultaria em mudanças bruscas da calha de cor quente.

Como se pode observar pela equação (7.2), não é conveniente que no controlo de brilho manual o *duty-cycle* de alguma das calhas se anule, devido ao fator de escala, que se pode tornar infinito. Por este motivo não é possível desligar totalmente uma das calhas em modo manual, embora seja possível manter uma delas com um brilho muito baixo correspondente a 0,25 % de *duty-cycle*. A alteração de *duty-cycle* também não pode exceder o valor de 87 %, referido no subcapítulo 7.2, por questões de segurança. A mudança de brilho manual ocorre na RSI do integrado de toque, assim que o utilizador desloque o dedo no *slider* respetivo e o estado atual do sistema o permita.

7.9 CCT Manual

Inicialmente, implementou-se a variação manual de CCT assumindo que a variação de fluxo luminoso com o *duty-cycle* das calhas era linear, o que não se revelou uma boa aproximação. Nesta suposição, apenas era necessário subtrair um dado deslocamento do *slider* respetivo ao *duty-cycle* de uma calha e somar o mesmo deslocamento ao *duty-cycle* da outra calha, perfazendo uma soma de *duty-cycles* total sempre constante e consequentemente um fluxo luminoso total sempre constante. No entanto, devido à não linearidade do sistema, já exposta em subcapítulos anteriores e mostrada agora nos gráficos da figura 7.9, ocorria uma variação inadmissível de cerca de 110 lx na iluminância, à medida que apenas a CCT era alterada pelo utilizador.

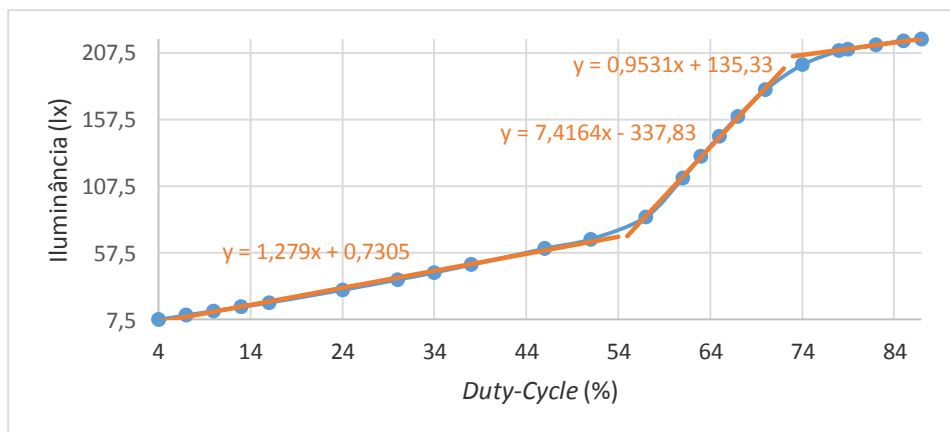


Figura 7.9 a) – Variação não linear de iluminância com o *duty-cycle* para a calha de cor fria e respectivas aproximações lineares

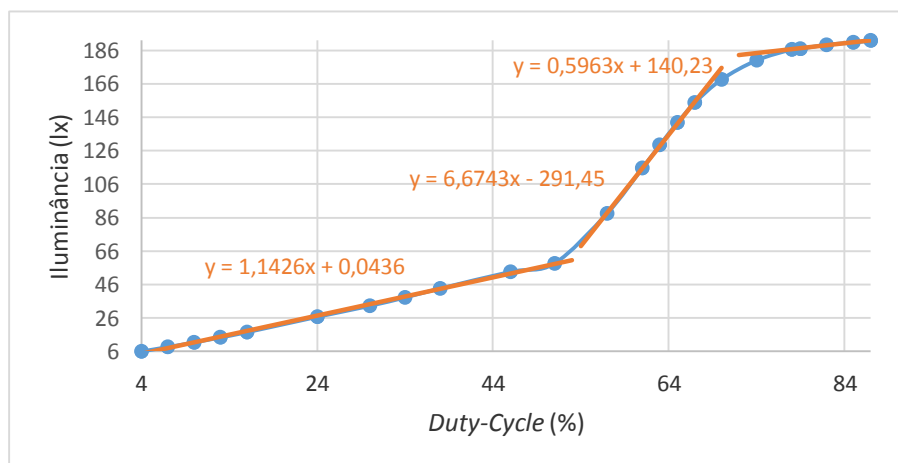


Figura 7.9 b) – Variação não linear de iluminância com o *duty-cycle* para a calha de cor quente e respectivas aproximações lineares

Nos gráficos da figura 7.9 são também mostradas 3 aproximações lineares, correspondentes aos 3 segmentos de reta que constituem as curvas. A linearização da mudança de CCT foi efetuada recorrendo aos declives destas aproximações lineares, através como anteriormente do deslocamento do *duty-cycle* de cada calha em sentidos inversos, mas pesando este deslocamento com o rácio dos declives. Como exemplo, se o *duty-cycle* da calha de cor fria for 34 %, o *duty-cycle* da calha de cor quente for 64 % e o deslocamento for de 2 %, os declives serão 1,28 para a cor fria e 6,67 para a cor quente, o que resulta num *duty-cycle* da cor fria de 36 % e um de cor quente de $64 \% - 2 \% \times$

$(1,28/6,67) = 63,62 \%$, que é um deslocamento igual em iluminância para cada calha, mantendo a mesma iluminância total.

Na prática, verificou-se que a variação indevida de iluminância com a CCT se situou num máximo de 20 lx, o que é uma redução considerável em relação aos 110 lx iniciais. À semelhança do referido para a mudança de brilho manual, existe também neste caso o problema de grandes alterações de *duty-cycle* para pequenos deslocamentos que o utilizador introduz no *slider* respetivo, devido a rácio de declives muito maior do que a unidade, pelo que se manteve sempre os rácios inferiores ou pouco maiores do que a unidade. Como a mudança de brilho pode ou não ser manual, dependendo do estado do sistema, foi também considerado que o *duty-cycle* de qualquer uma das calhas não podia ser inferior a 0,25 %, pelos motivos já anteriormente explicitados.

Embora ainda não tenha sido referido anteriormente, existiu também um problema de concorrência na implementação das RSI dos integrados de toque, devido ao *clear* apenas no final da RSI da *flag* que o microcontrolador coloca a '1' sempre que ocorre uma interrupção. Esta situação devia-se ao facto de que enquanto o microcontrolador executava o código da RSI, que é extenso, uma nova interrupção do mesmo dispositivo ocorria, reafirmando o estado a '1' da referida *flag* devido a esta nova interrupção, a qual seria atendida depois da execução completa da RSI. Como a *flag* era colocada a '0' no final da RSI, o microcontrolador deixava de atender a nova interrupção surgida, resultando num *deadlock*, porque o integrado ficava indefinidamente à espera de tal atendimento. Este problema foi resolvido através do *clear* da *flag* no início da RSI, a qual continua a ir a '1' no decorrer desta devido a novas interrupções, que são atendidas posteriormente.

7.10 CCT Automática

Para mudar a CCT de modo automático ao longo de todo o dia, de acordo com as horas, foi necessário fornecer ao microcontrolador uma função matemática cuja entrada fosse as horas do RTC e a saída o rácio entre os *duty-cycles* das calhas, o qual se tornou a medida da CCT atual. Neste caso foi assumido que o sistema era linear e como tal a soma dos *duty-cycles* teria que se manter constante, com a alteração de rácio. Esta função está expressa em forma de polinómios com um grau máximo de 2, de modo a não computar funções demasiado complicadas e respeita o já explicado para ilu-

minação de interiores, em que a luz deve ser amarela no período noturno e branca no período diurno, como mostra o gráfico da figura 7.10.

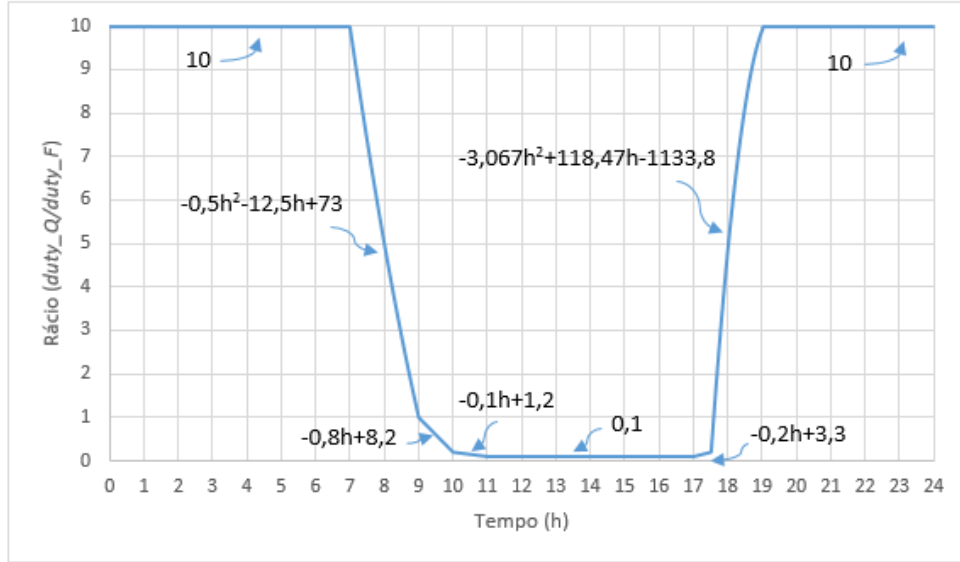


Figura 7.10 – Dependência entre o rácio de *duty-cycles* $duty_Q/duty_F$ e as horas do dia

Neste caso, optou-se por um rácio máximo de 10 entre as calhas, como se pode observar no gráfico referido, em que a calha de cor quente possui um *duty-cycle* 10 vezes maior no período noturno e 10 vezes menor no período diurno do que o da calha de cor fria.

Para obter o rácio num dado instante, foram utilizados horas e minutos, convertidos num valor decimal “h” que é parâmetro das funções apresentadas. A conversão de horas e minutos para este valor é efetuada através da fórmula $h = \text{horas} + (1/60) \times \text{minutos}$, o que permite obter por exemplo para 18:30 horas o valor de 18,5.

Depois de obtido o rácio num dado instante, os novos *duty-cycles* são obtidos sabendo que o brilho B, que é a soma dos *duty-cycles* atuais, tem que se manter constante, de modo a não alterar o fluxo luminoso total, isto considerando que o sistema é linear. Com esta premissa, os novos *duty-cycles* são obtidos através das seguintes equações, em que “r” é o rácio obtido com a divisão do *duty-cycle* de cor quente com o de cor fria, “new_duty” os novos *duty-cycles* e “duty” os *duty-cycles* atuais:

$$r = \frac{\text{new_duty}_Q}{B - \text{new_duty}_Q}, \quad B = \text{duty}_Q + \text{duty}_F = \text{new_duty}_Q + \text{new_duty}_F$$

$$\Leftrightarrow new_duty_q = \frac{rB}{r+1} \quad (7.3)$$

Esta equação (7.3) permite obter diretamente por substituição do brilho B atual e do rácio obtido, o novo *duty-cycle* da calha de cor quente. O *duty-cycle* da calha de cor fria pode ser obtido através da equação que calcula o brilho B.

Devido à soma atual de *duty-cycles* pode no entanto não ser possível de obter um determinado rácio. Por exemplo, um rácio pretendido de 10 ou 0,1 não é possível de obter com *duty-cycles* de 1 %, ou com *duty-cycles* de 50%, porque cada *duty-cycle* tem que estar confinado entre 0,25 % e 87 %. Por este motivo, caso o rácio devolvido pelas funções da figura 7.10 ultrapassar o rácio máximo que é possível obter com os *duty-cycles* atuais, o rácio devolvido fica truncado a este último. O rácio máximo pode ser calculado com as seguintes fórmulas:

$$r_{max} = \frac{B - 0,25}{0,25} , \quad B \leq 87 \quad (7.4)$$

$$r_{max} = \frac{87}{B - 87} , \quad B > 87 \quad (7.5)$$

O valor resultante destas equações é sempre maior do que 1 e deve ser adaptado para ser utilizado na equação (7.3) com valores inferiores a 1, consoante se pretenda um *duty-cycle* maior ou menor para a cor quente em relação à cor fria.

Tomando como exemplo o valor de h já referido de 18,5, o rácio devolvido pelo ramo respetivo do gráfico da figura 7.10 será igual a 5. Supondo que os *duty-cycles* atuais são de 50 % cada um (rácio unitário) e aplicando a equação (7.5) com B = 100, verifica-se que o rácio máximo possível de obter é 6,69, pelo que o rácio pode ser alterado para 5. Utilizando a equação (7.3), obtém-se um novo *duty-cycle* para a calha de cor quente, de 83,33 %, o que resulta num *duty-cycle* para a calha de cor fria de 100 % - 83,33 % = 16,67 %. Estes *duty-cycles* possuem um rácio de 5 e uma soma de 100 %, como pretendido.

7.11 Brilho Automático

Para o controlo automático de fluxo luminoso total emitido pelas calhas de acordo com um dado *setpoint* e a iluminância externa ao candeeiro, foi implementado um controlador PI – Proporcional, Integrador. Na figura 7.11 é mostrado o diagrama de blocos do controlador implementado, considerando variáveis contínuas.

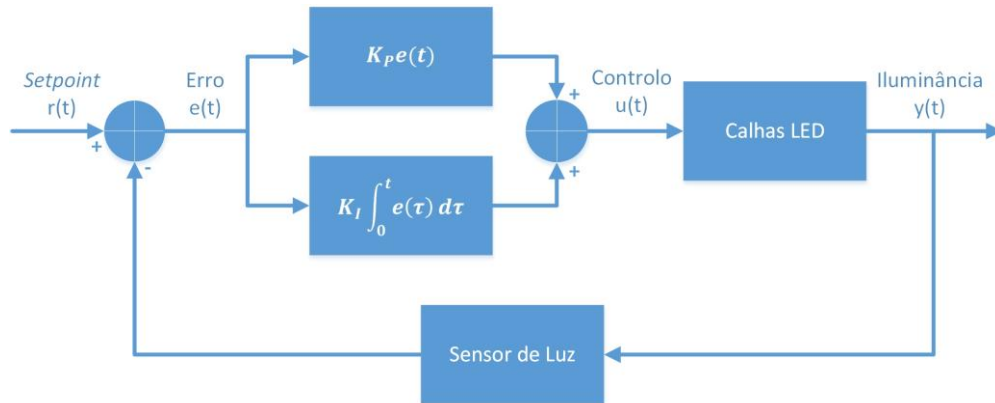


Figura 7.11 – Diagrama de blocos do controlador PI implementado

Neste sistema o sinal de controlo $u(t)$ é dado pela equação:

$$u(t) = K_P e(t) + K_I \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (7.6)$$

Na presente implementação, as variáveis possuem valores discretos no tempo e a equação (7.6) transforma-se numa equivalente discreta, em que h é o período de amostragem e $i(k-1)$ o integral calculado na iteração anterior através de $K_I e(k)$:

$$u(k) = K_P e(k) + h K_I e(k) + i(k-1) \quad (7.7)$$

A equação (7.7) foi efetivamente implementada no microcontrolador, com um período de amostragem h de cerca de 184 ms, que é um pouco maior do que o período de amostragem do sensor de luz. A constante K_I relaciona-se com K_P através de $K_I = K_P/T_I$.

O *setpoint* é introduzido pelo utilizador através do *slider* associado à mudança de brilho manual e tratado por interrupção na RSI respetiva do integrado de toque. En-

contra-se truncando entre os 0 lx e 1500 lx, por ser o fluxo luminoso máximo que o candeeiro deveria conseguir emitir embora não tenha capacidade para tal.

O sinal de controlo $u(t)$ obtido por aplicação da equação (7.7) está também truncado entre 0 e 87, porque corresponde aos *duty-cycles* admissíveis para as calhas. De modo a evitar mudanças bruscas nestes *duty-cycles* este sinal é diretamente aplicado na calha que possui o maior *duty-cycle* atual, com a aplicação na outra calha do mesmo sinal de controlo, mas multiplicado por um fator de escala inferior à unidade idêntico ao referido para a mudança de brilho manual, de modo a manter sempre o mesmo rácio e logo a mesma CCT. O termo integral da equação (7.7) é também truncando entre 0 e 87, porque caso não seja, pode crescer indefinidamente.

Neste modo de funcionamento de regulação de brilho automática existe também o caso particular de anulação dos *duty-cycles* das calhas, o que permite poupar energia quando existem condições de iluminação externas favoráveis. Quando tal acontece, o que corresponde a um sinal de controlo nulo, ambas as calhas são desligadas e é necessário guardar o rácio de *duty-cycles*, de modo a que quando o sinal de controlo for não nulo futuramente, este rácio seja novamente aplicado e a CCT se mantenha igual à de anteriormente.

Na figura 7.12 encontram-se os resultados do controlo com o *setpoint* $r(t)$, a saída $y(t)$ e o sinal de controlo $u(t)$, para $K_P = 0,1$ e $K_I = 0,05$.

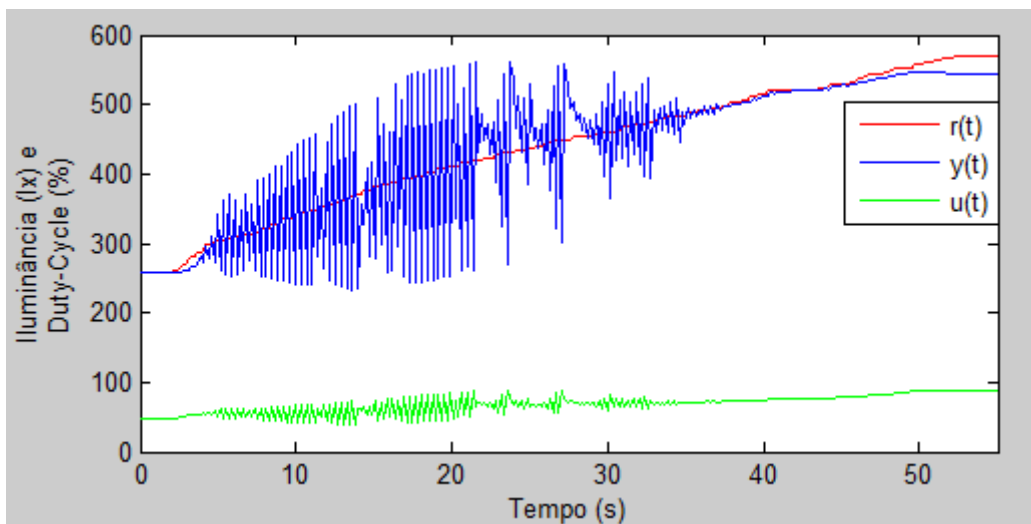


Figura 7.12 – Sinais *setpoint* $r(t)$, saída $y(t)$ e controlo $u(t)$, $K_P = 0,1$ e $K_I = 0,05$

Os resultados obtidos com as constantes referidas mostram uma grande oscilação do sinal de controlo e consequentemente da iluminação entre cerca dos 300 lx e 500

lx. Isto acontece porque a constante $K_P = 0,1$ é demasiado elevada, o que confere ao sinal de controlo uma rapidez excessiva, para os pontos de operação das calhas LED na zona de maior declive do gráfico da figura 7.9, embora para as restantes zonas seja adequada.

Para resolver este problema, diminuiu-se o valor das constantes, a custo de uma maior lentidão do sistema em responder às mudanças de *setpoint* ou iluminância, embora também torne as variações de fluxo luminoso emitidos pelas calhas LED mais suaves e menos perceptíveis ao utilizador. Os resultados desta alteração encontram-se no capítulo 8. No Anexo C é apresentado um diagrama que mostra a implementação de *software* de modo global.

8. Resultados

Depois de implementado o *hardware* e *software*, verificou-se o correto funcionamento de todo o sistema no geral, incluindo todos os módulos de *hardware* e de *software* descritos.

O modo de alteração de brilho manual apresentou um funcionamento de acordo com o projetado, embora sejam perceptíveis alterações na sensibilidade do *slider*, devido à não linearidade da curva *duty-cycle* vs iluminância, que provoca alterações diferentes de iluminância para a mesma mudança de *duty-cycle*. Existe também uma pequena alteração de CCT com a mudança de brilho, apesar do rácio entre ambos os *duty-cycles* ser mantido constante, também devido à mesma não linearidade do sistema.

No subcapítulo 7.2, já foi mencionado que os *duty-cycles* calculados são arredondados quando escritos no registo respetivo do microcontrolador. Foi também referido que o erro máximo de 0,25 % pode ser minimizado diminuindo a frequência do sinal PWM, o que não foi efetuado porque aumentaria o *ripple*. Na figura 8.1 é mostrado o resultado do arredondamento dos *duty-cycles*, que corresponde a uma deriva do rácio de *duty-cycle* entre as duas calhas, à medida que estes mudam. Na fração 1 da figura, verifica-se que os *duty-cycles* calculados através das equações (7.1) e (7.2), são 22,34 % para a calha de cor quente e 34 % para a calha de cor fria, a que está associado um rácio de 1,5217 (ou 0,6572 se for referido à cor quente). Na prática, os *duty-cycles* que são efetivamente escritos são 22,25 % e 34 %, respetivamente, a que corresponde um rácio de $34 / 22,25 = 1,5281$. Esta alteração de rácios vai-se sucedendo como mostram as frações 3 e 4 e torna-se crítica quando os *duty-cycles* são muito baixos, altura em que ocorrem grandes alterações de rácio.

Slider_shift_B: -1	Slider_shift_B: -1
dutyQ+slider_shift_B*(duty_Q/duty_F): 22.3429	dutyQ+slider_shift_B*(duty_Q/duty_F): 21.5956
duty_F/duty_Q: 1.5217	duty_F/duty_Q: 1.5281
dutyF+slider_shift_B: 34.0000	dutyF+slider_shift_B: 33.0000
1	2
Slider_shift_B: -1	Slider_shift_B: -1
dutyQ+slider_shift_B*(duty_Q/duty_F): 20.8485	dutyQ+slider_shift_B*(duty_Q/duty_F): 20.1016
duty_F/duty_Q: 1.5349	duty_F/duty_Q: 1.5422
dutyF+slider shift B: 32.0000	dutyF+slider shift B: 31.0000
3	4

Figura 8.1 – Alteração do rácio entre os *duty-cycles* das calhas devido a arredondamentos

A alteração de CCT funcionou corretamente e com baixas alterações de iluminância, devido à correção de não linearidade introduzida. Na figura 8.2 é mostrada um comparativo entre CCT máxima quente, fria e média, ou seja, com *duty-cycles* iguais.

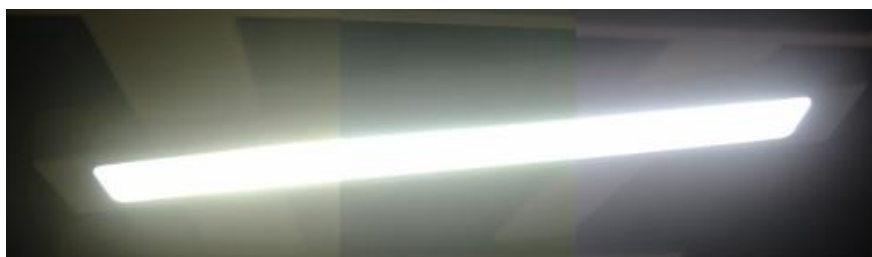


Figura 8.2 – Vários CCT da luminária: à esquerda, CCT baixa; no meio, CCT média; à direita, CCT alta

A implementação do modo de funcionamento automático de CCT funcionou também corretamente, com esta a ser dinamicamente alterada ao longo do dia consoante as horas. O arredondamento dos *duty-cycles* referido provocou uma pequena diminuição na resolução da mudança de CCT, que teoricamente devia ser alterada ao minuto, mas devido à baixa alteração de *duty-cycle* num minuto, na prática o *duty-cycle* só foi alterado passados 3 minutos, numa medição de exemplo.

Finalmente, no modo de funcionamento automático de brilho, a luminária respondeu eficazmente a alterações de iluminação externa e de *setpoint*, como mostra a figura 8.3.

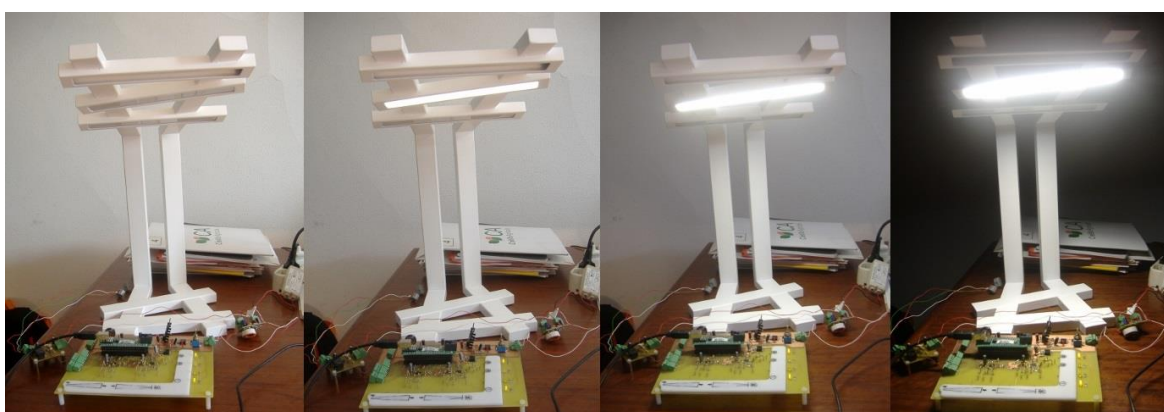


Figura 8.3 – Resposta da luminária com condições decrescentes de iluminância externa

Como foi referido no subcapítulo 7.11, a mudança das constantes do controlador PI tornou efetivamente a resposta mais lenta, mas também menos brusca e perceptível e

resolveu o problema apresentado nesse subcapítulo. Na figura 8.4 são mostrados os gráficos da resposta, com $K_P = 0,05$ e $K_I = 0,025$, para variações de *setpoint* (a) e de iluminância externa (b).

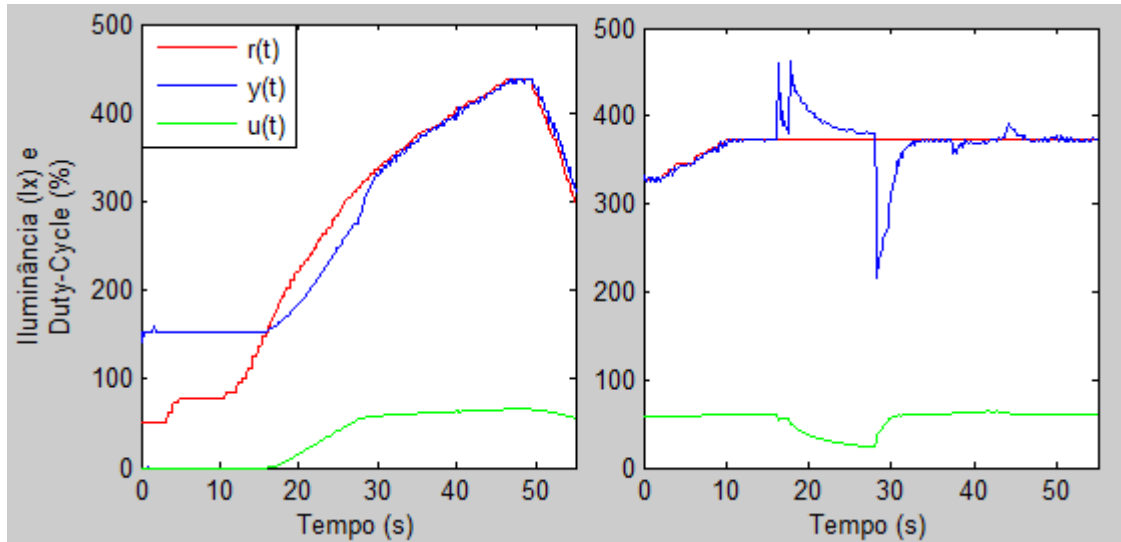


Figura 8.4 – Sinais de *setpoint* $r(t)$, saída $y(t)$ e controle $u(t)$: a) Variação de *setpoint*; b) Variação de condições de iluminância externa

Na figura 8.4 a) pode-se observar que até cerca do instante 16 segundos as condições de iluminância exteriores são superiores ao *setpoint* e a luminária encontra-se desligada. Posteriormente o *setpoint* aumenta e a resposta do candeeiro desencadeia o acompanhamento da iluminância em função deste. Na figura 8.4 b) os primeiros picos de iluminância positivos devem-se ao aumento da iluminação externa e o pico de iluminância negativo à sua diminuição. O candeeiro compensa estas alterações, demonstrando algum tempo a fazê-lo, com a resposta a ser impercetível quando $y(t)$ varia mais lentamente.

Acerca do *hardware*, além dos problemas de arranque referidos no subcapítulo 6.6, verificou-se que alguma área circundante aos elétrodos se encontrava sensível, o que pode ser resolvido com auxílio de planos de massa que diminuam abruptamente esta sensibilidade.

9. Conclusões e Trabalho Futuro

9.1 Conclusões

Analisando o trabalho efetuado, conclui-se que o objetivo principal de implementação de um candeeiro inteligente com as especificações requeridas pela empresa Ligh-tenjin foi atingido com sucesso. De modo a torná-lo um produto comercial é agora necessário corrigir algumas das suas características de acordo com o apresentado no subcapítulo seguinte e ter em atenção aspetos como o encapsulamento da PCB na luminária, a utilização de um microcontrolador mais acessível e o cumprimento das normas vigentes para produtos comerciais. Eventualmente será também necessário melhorá-lo noutros atributos, como por exemplo uma interface tátil mais fiável e fluída, sem deteção de toque fora da área correspondente e com ajuste de sensibilidade e uma resposta em malha fechada mais rápida, para ir ao encontro das expectativas do público-alvo.

Foi também apresentada na Parte I da presente Dissertação uma revisão bibliográfica que explorou os conceitos básicos necessários ao entendimento do trabalho, assim como o princípio de funcionamento e estado da arte da eletrónica utilizada, revisão que se espera ter sido o mais elucidativa possível, de modo a complementar esta Dissertação e a torná-la num trabalho completo.

9.2 Trabalho Futuro

Um dos problemas referidos anteriormente é a impossibilidade de acertar o RTC devido à inexistência de um ecrã que mostre as horas, cuja implementação não estava prevista de início. Este problema pode ser resolvido através da implementação deste ecrã e de novas entradas de acerto do relógio. Caso a utilização do referido ecrã encareça demasiado o custo do produto e considerando as alterações de *design* do candeeiro, poder-se-á optar pelo descarte do modo automático de CCT.

Outro aspeto importante, que foi várias vezes referido ao longo da presente Dissertação e deverá ser tomado em conta no futuro, é a implementação de um LED *driver*

integrado, o qual resolve o problema de não linearidade do sistema e garante uma corrente constante nos LEDs por realimentação, possibilitando a implementação de outra malha de realimentação, neste caso de controlo de iluminância, sobre esta.

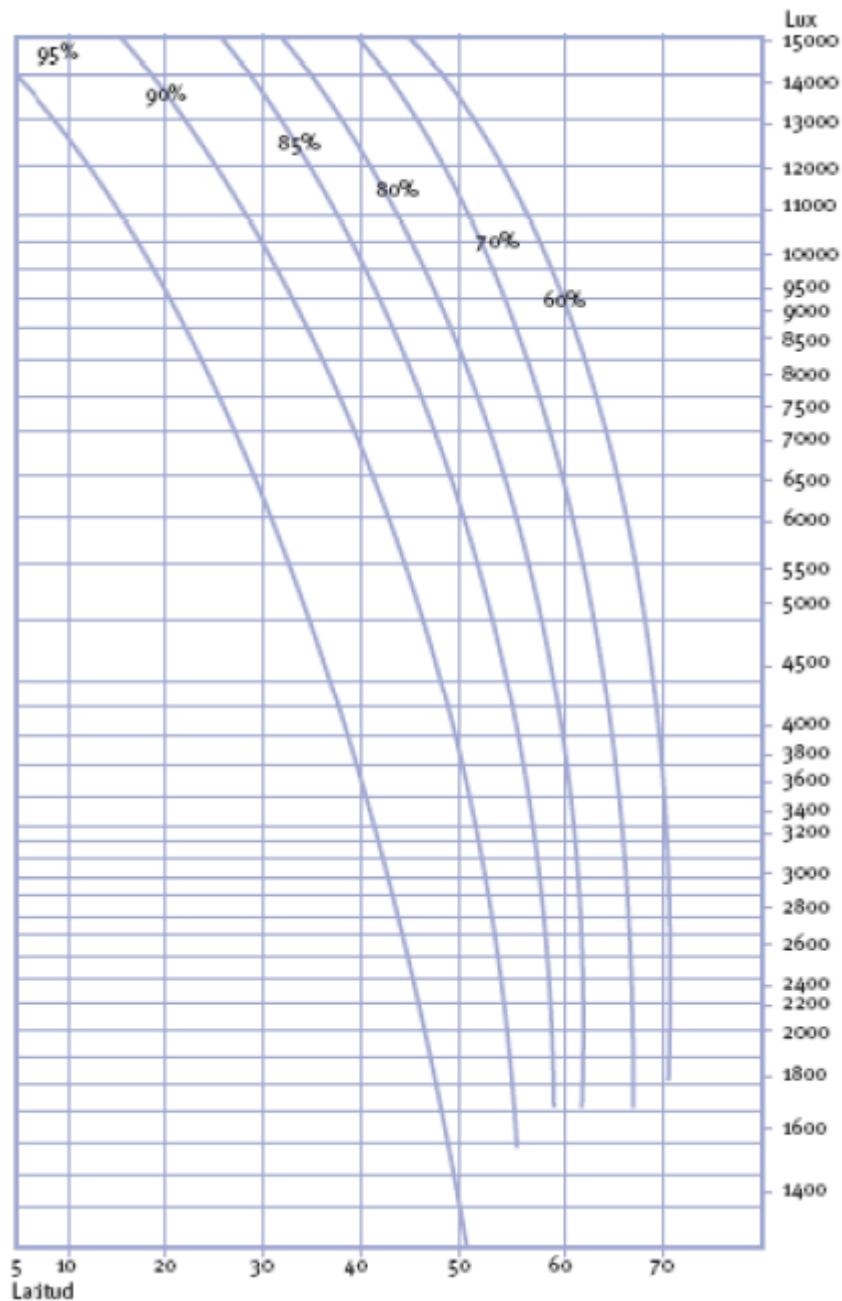
O paradigma de iluminação saudável deverá ser também revisto, pois como foi verificado, o espectro dos LEDs é normalmente pouco favorável a esta ideia, embora seja uma tecnologia em desenvolvimento e muito promissora. A utilização de LEDs de alta qualidade, com elevado IRC e iluminância, deverá ser também tomada em conta, de modo a fornecer uma boa iluminação de interiores e a distinguir o produto entre a concorrência.

O sistema pode ainda ficar menos dispendioso e compacto, caso a fonte de alimentação AC-DC possua uma saída DC mais baixa que alimente diretamente a PCB, com baixas perdas, dispensando o regulador comutado. O LED *driver* passaria a ser um conversor *boost* em vez de um *buck*.

Finalmente, outras funcionalidades poderão ser implementadas, como por exemplo a utilização de memória para guardar e posteriormente restaurar as últimas configurações do sistema, como o último estado.

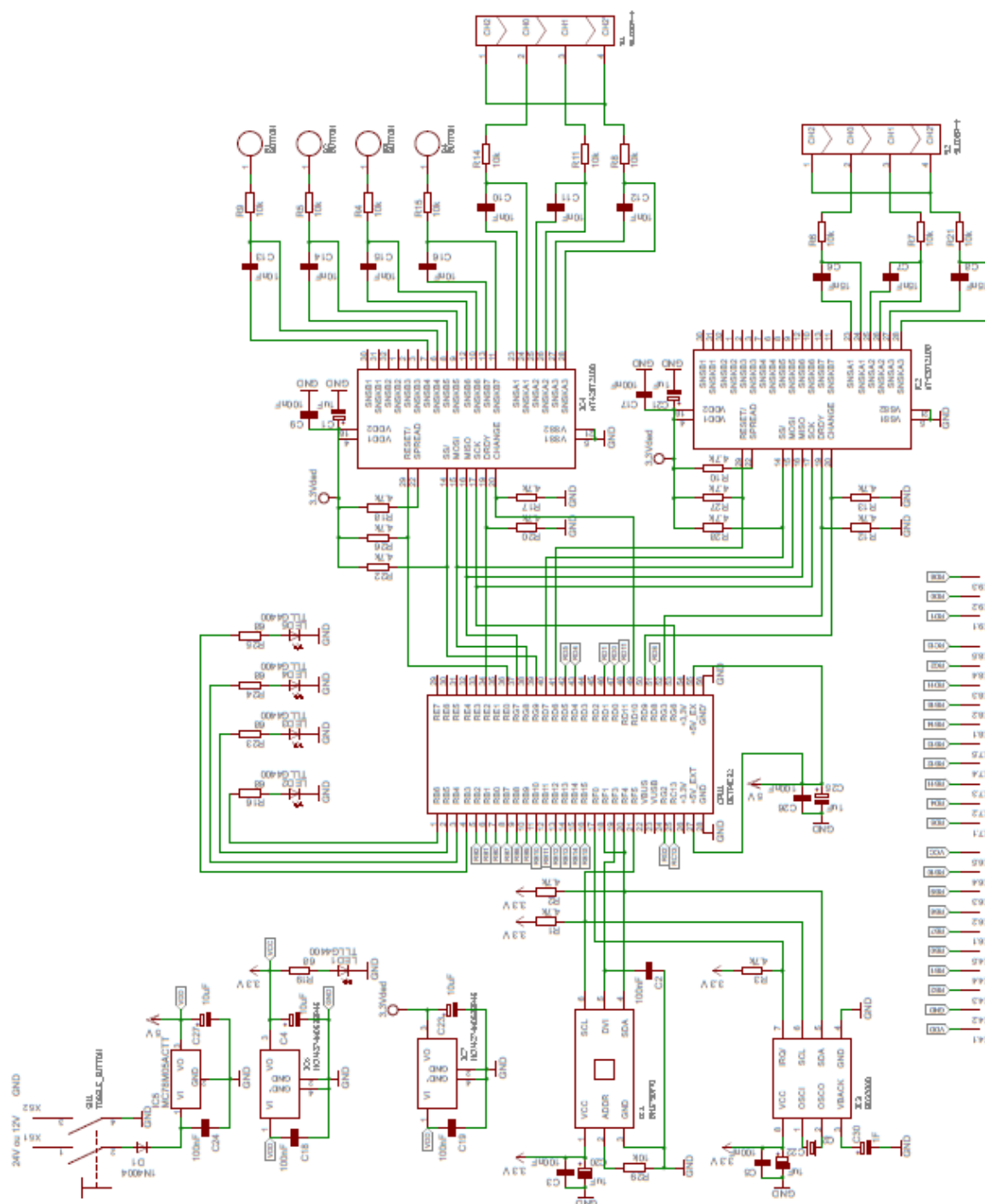
Anexos

Anexo A – Curvas de Probabilidade de Iluminância em Função da Latitude



Curvas de probabilidade de ocorrência de iluminância exterior mínima para várias latitudes, das 9h às 17h ([36])

Anexo B – Circuito Global do Controlador do Candeeiro Inteligente



Esquema elétrico global do controlador do candeeiro inteligente

Anexo C – *Software* Implementado

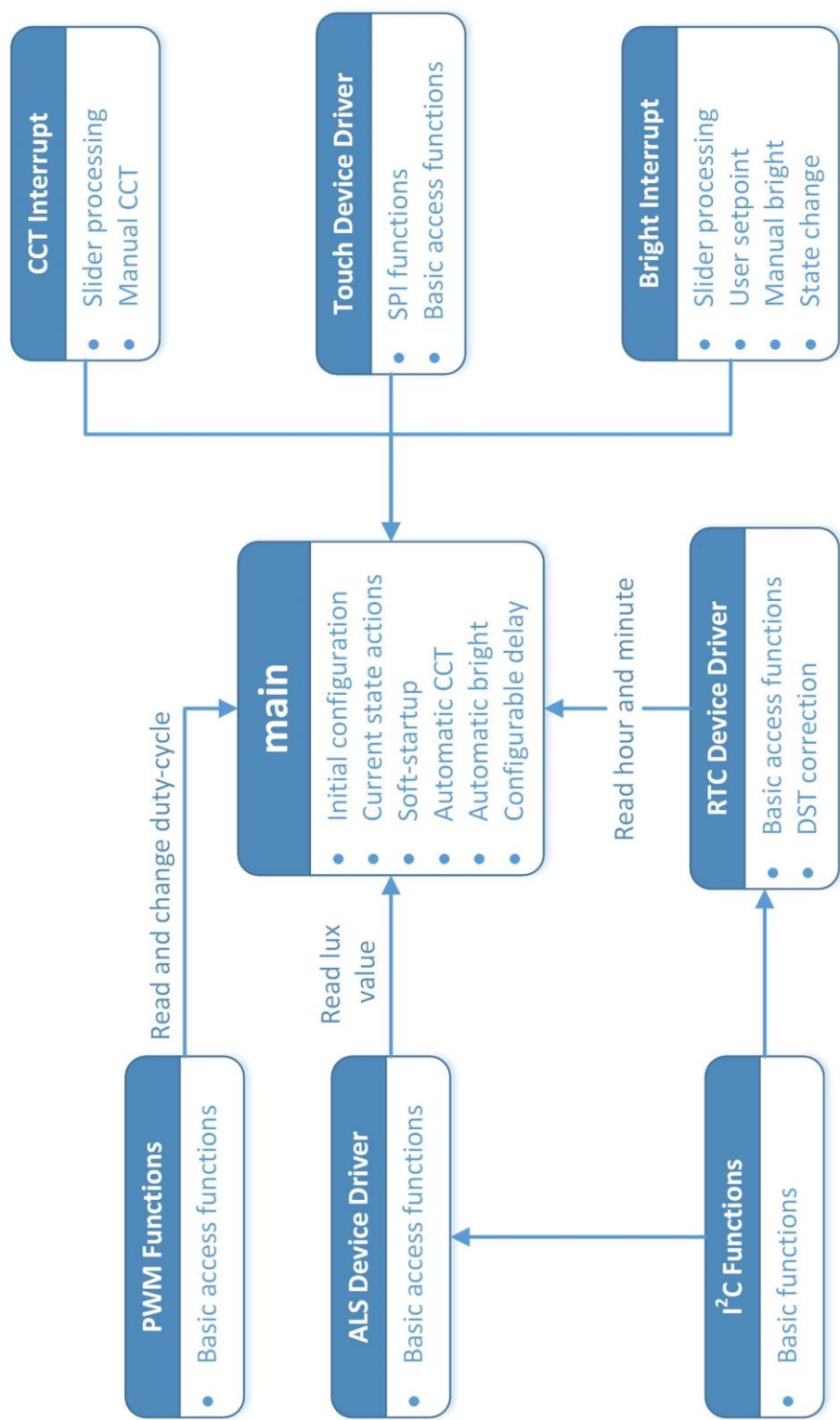


Diagrama global do *software* implementado

Referências

- [1] Itaú Cultural. (2010, ac. Set. 2012). *Enciclopédia Itaú Cultural de Artes Visuais* [Online]. Disponível em: http://www.itaucultural.org.br/aplicexternas/enciclopedia_ic/index.cfm?fuseaction=termos_texto&cd_verbete=3876
- [2] Tom Harris. (ac. Set. 2012). Como funciona o mimetismo. *How Stuff Works?* [Online]. Disponível em: <http://ciencia.hsw.uol.com.br/camuflagem-animal2.htm>
- [3] Itaú Cultural. (2010, ac. Out. 2012). *Enciclopédia Itaú Cultural de Artes Visuais* [Online]. Disponível em: http://www.itaucultural.org.br/aplicexternas/enciclopedia_ic/index.cfm?fuseaction=termos_texto&cd_verbete=3875
- [4] Jan Hollan. (2009, ac. Out. 2012). What is light pollution, and how do we quantify it?. *N. Copernicus Observatory and Planetarium, Brno* [Online]. Disponível em: http://amper.ped.muni.cz/light/lp_what_is.pdf
- [5] Juliette Jowit e Robin McKie. (2007, ac. Out. 2012). Lights out on Britain's bats. *The Observer* [Online]. Disponível em: <http://www.guardian.co.uk/environment/2007/jul/15/conservation.endangeredspecies>
- [6] Thorne Research. (2005, ac. Out. 2012). Melatonin Monograph. *Alternative Medicine Review* [Online]. 10(4). Disponível em: <http://www.thorne.com/altmedrev/fulltext/10/4/326.pdf>
- [7] Vários autores, *A Física – Chave do Progresso*, 1830ª ed.. Lisboa: Círculo de Leitores, 1985.
- [8] Bill Williams. (1999, ac. Fev. 2013). A History of Light and Lighting. *Professional Lighting Resources* [Online]. Disponível em: <http://www.mts.net/~william5/history/hol.htm>.
- [9] Recolight. (ac. Fev. 2013). *The history of light* [Online]. Disponível em: <http://www.biglightproject.co.uk/the-history-of-light>
- [10] Charles Hunt, *A History of the Introduction of Gas Lighting*. Londres: W. King, 1907.
- [11] David F. Noble, *America by Design: Science, Technology, and the Rise of Corporate Capitalism*. Estados Unidos da América: Oxford University Press, 1979.
- [12] Porto Editora. (2013, ac. Fev. 2013). *Infopédia – Dicionário da Língua Portuguesa* [online]. Disponível em: <http://www.infopedia.pt/lingua-portuguesa/luminotecnia>
- [13] Ron Lenk e Carol Lenk, *Practical Lighting Design with LEDs*. Hoboken: John Wiley & Sons e IEEE, 2011.
- [14] Vários autores, “An Experimental Comparison Between Different Technologies Arising for Public Lighting: LED Luminaires Replacing High Pressure Sodium Lamps”, IEEE 2011.
- [15] Department of Physics University of California. (ac. Fev. 2013). *Purkinje effect: At low intensity, blue is more visible than red* [Online]. Disponível em: <http://berkeleyphysicsdemos.net/node/732>
- [16] Vários autores, *Green Communications and Networks – The Optical Characteristics and Measurement, Model and Solution of LED*, Lecture Notes in Electrical Engineering, 113. Springer, 2012.
- [17] Osram, “Manual Luminotécnico Prático”.
- [18] R. John Koschel, *Illumination Engineering: Design with Nonimaging Optics*. Hoboken: John Wiley & Sons e IEEE, f.

- [19] Birenda Bahadur, *Liquid Crystal: Applications and Uses*, 2ª ed., Vol. 2. Singapore: World Cientific Publishing, 1991.
- [20] Vários autores, “Eficiência Energética na Iluminação Pública – Documento de Referência”, 2011.
- [21] Mike Cardwell e Cara Flanagan, *Psychology A2: The Complete Companion*, Nelson Thornes, 2003.
- [22] Christoph Schierz e Cornelia Vandahl, “Biological effects of light – Literature overview”.
- [23] DIN – Lighting Technology Standards Committee, “Effect of Light on Human Beings”, *DIN V 5031-100*, 2009.
- [24] Lewy et al, “Low, but not High, Doses of Melatonin Entrained a Free-Running Blind Person with a Long Circadian Period”, *Chronobiology International*, 2002.
- [25] Aida Pais, “Condições de Iluminação em Ambiente de Escritório: Influência no conforto visual”, *Universidade Técnica de Lisboa*, 2011.
- [26] Grupo 4Work. (2010, ac. Mar. 2013). Iluminação no Local de Trabalho. *Notícias*. Disponível em: http://www.4work.pt/cms/index.php?id=98&no_cache=1&tx_ttnews%5Btt_news%5D=75&tx_ttnews%5BbackPid%5D=100&cHash=832981e441
- [27] Copel – Companhia Paranaense de Energia, “Manual de Iluminação Pública”, 2012.
- [28] John Ridley, John Channing, *Safety at Work*, 7º ed.. Oxford: Elsevier, 2008.
- [29] ETAP, “Dossier EN 12464-1 – Descrição Resumida da Norma”, 2ª ed., 2012.
- [30] Marinela Fernandes, “A Norma EN 12464-1”, *O Candela*, 9ª ed., 2007.
- [31] CEN – Comité Européen de Normalisation, “EN 12464:2002 – Part 1: Indoor work places”, *Norma Europeia – Light and lighting – Lighting of work places*, 2003.
- [32] Peter Thorns, “EN12464-1:2011”, *Thorn*, 2010.
- [33] IESNA, *The IESNA Lighting Handbook – Reference & Application*, 9ª ed.. Nova Iorque: IESNA, 2000.
- [34] Françoise Viénot et al, “Kruithof’s rule revisited using LED illumination”, *Journal of Modern Optics*, vol. 56, 2009.
- [35] SPOT – Serviço Philips de Orientação Técnica, “Guia Prático Philips Iluminação”, 2009.
- [36] Filipe Alves, “Medidas de Eficiência Energética na Iluminação Integrando Luz Natural”, *Faculdade de Engenharia do Porto*, 2008.
- [37] Tom Harris e Wesley Fenlon. (ac. Jul. 2013). How Light Emitting Diodes Work. *How Stuff Works?* [Online]. Disponível em: <http://electronics.howstuffworks.com/led2.htm>.
- [38] Tim Whitaker. (2002, ac. Jul. 2013). Joint venture to make ZnSe white LEDs. *Compound Semiconductor Magazine* [Online]. Disponível em: <http://optics.org/article/16534>.
- [39] Mason Inman. (2008, ac. Jul. 2013). Crystal coat warms up LED light. *Applied Physics Letters* [Online]. Disponível em: http://www.newscientist.com/article/dn13266-crystal-coat-warms-up-led-light.html?feedId=online-news_rss20#UfkIJIdZdg
- [40] Tom Harris. (ac. Ago. 2013). How Fluorescent Lamps Work. *How Stuff Works?* [Online]. Disponível em: <http://home.howstuffworks.com/fluorescent-lamp4.htm>
- [41] Edie Widder. (ac. Ago. 2013). What is Light?. *ORCA* [Online]. Disponível em: http://www.usc.edu/org/cosee-west/Apr08/Widder_What%20is%20light.pdf
- [42] Continente. (2013, ac. Ago. 2013). *Lâmpada Esférica EcoClassic 30 28W E 27 1500H* [Online]. Disponível em: <http://www.continente.pt>

- [43] Continente. (2013, ac. Ago. 2013). *Lâmpada Economizadora 8W E14* [Online]. Disponível em: <http://www.continente.pt>
- [44] Ikea. (2013, ac. Ago. 2013). *LEDARE - Lâmpada LED E27* [Online]. Disponível em: <http://www.ikea.pt>
- [45] GE Lighting. (ac. Ago. 2013). *FAQ's – Commercial Lighting Information* [Online]. Disponível em: <http://www.gelighting.com/LightingWeb/na/resources/faqs/#>
- [46] Praneet Athalye et al, “A Two-Stage LED Driver for High-Performance High-Voltage LED Fixtures”, IEEE 2012.
- [47] Ashton Acton, *Advances in Ecology Environment and Conservation Research and Application*, 2013 ed.. Atlanta: ScholarlyEditions, 2013.
- [48] teknika Group. (ac. Ago. 2013). *DMF Lighting – The Benefits of LED Lighting* [Online]. Disponível em: <http://www.teknikagroup.com/about-dmf.php>
- [49] Christopher Helman. (2013, ac. Ago. 2013). How Cree Perfected The 20-Year Lightbulb. *Forbes Magazine* [Online]. Disponível em: <http://www.forbes.com/sites/christopherhelman/2013/05/22/how-cree-perfected-the-20-year-lightbulb/>
- [50] Cree. (2011, ac. Ago. 2013). *Cree 231 Lumen Per Watt LED Shatters LED Efficacy Records* [Online]. Disponível em: <http://www.cree.com/news-and-events/cree-news/press-releases/2011/may/110509-231-lumen-per-watt>
- [51] Tom Murphy. (2011, ac. Ago. 2013). Maximum Efficiency of White Light [Online]. Disponível em: <http://physics.ucsd.edu/~tmurphy/papers/lumens-per-watt.pdf>
- [52] University of California – Irvine. (2011, ac. 2013). LED products billed as eco-friendly contain toxic metals, study finds. *News Release* [Online]. Disponível em: http://today.uci.edu/news/2011/02/nr_LED_110210.php
- [53] Rajendran Sinnadurai et al, “Development of White LED Down Light for Indoor Lighting”, IEEE 2012.
- [54] Bernie Weir, “Driving the 21 st Century’s Lights”, *IEEE Spectrum*, 2012.
- [55] Aimtec, “Pulse Width Modulation (PWM) vs. Analog Dimming of LEDs”, *Application Note*, 2011.
- [56] Osram, “Dimming InGaN LEDs”, *Application Note*, 2003.
- [57] Alexandre Mota, *Eletrônica de Potência*, Versão Beta 0.97. Aveiro: DETI-UA, 2010.
- [58] National Programme on Technology Enhanced Learning – India, “Lesson 22 Fly-Back Type Switched Mode Power Supply”, Module 3 – DC to DC Converters.
- [59] Frank Hammerschmidt – Microchip. (2009, ac. Ago. 2013). Offline Power Converter for High-Brightness LEDs Using the PIC16HV785 Microcontroller. *Application Note* [Online]. Disponível em: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01271A.pdf>
- [60] On Semiconductor, “Power Factor Correction (PFC) Handbook”, 2011.
- [61] Fairchild Semiconductor, “Power Factor Correction (PFC) Basics”, *Application Note 42047*, 2004.
- [62] Stephen B. Alexander, *Optical Communication Receiver Design*, vol. TT22. Washington: SPIE, 1997.
- [63] United Detector Technology, “Characteristics and Use of Photodiodes”.
- [64] Andrew Poon. (2011, ac. Ago. 2013). Photodiode detectors. *Advanced Photonics Technologies – University of Hong Kong* [Online]. *Lecture 12*. Disponível em: <http://course.ee.ust.hk/elec509/notes/Lect12-photodiode%20detectors.pdf>

- [65] Ian Poole. (ac. Ago. 2013). Phototransistor Tutorial. *Radio-Electronics.com* [Online]. Disponível em: http://www.radio-electronics.com/info/data/semicond/phototransistor/photo_transistor.php
- [66] Kenneth Kuhn, “Use of Phototransistors”, 2008.
- [67] Ping Wang e Qingjun Liu, *Biomedical Sensors and Measurement*. Heidelberg: Springer, 2011.
- [68] Joseph J. Carr, *Linear IC Applications – A Designer’s Handbook*. Oxford: Butterworth-Heinemann, 1996.
- [69] David Cook, *Intermediate Robot Building*, 2ª ed.. Nova Iorque: Springer, 2010.
- [70] Tamara A. Papalias e Mike Wong. (2006, ac. Ago. 2013). Making sense of light sensors. *EE-Times* [Online]. Disponível em: http://www.eetimes.com/document.asp?doc_id=1272314
- [71] Osram, “Ambient Light Sensors”, *General Application Note*, 2006.
- [72] F. F. Mazda, *Discrete Electronic Components*. Cambridge: Cambridge University Press, 1981.
- [73] Pushek Madaan e Priyadeep Kaur, “Capacitive Sensing made Easy”, *Cypress Semiconductor Corp*, Part 1: An Introduction to Different Capacitive Sensing Technologies, 2012.
- [74] Tracy Wilson e Wesley Fenlon. (ac. Ago. 2013). How the iPhone Works. *How Stuff Works?* [Online]. Disponível em: <http://electronics.howstuffworks.com/iphone2.htm>.
- [75] Gary Barrett e Ryomei Omote, “Projected-Capacitive Touch Technology”, *frontline technology*, 2010.
- [76] Paul Badger. (ac. Ago. 2013). *Arduíno Playground – Capacitive Sensing Library* [Online]. Disponível em: <http://playground.arduino.cc/Main/CapacitiveSensor?from=Main.CapSense>.
- [77] Tom Perme, “Introduction to Capacitive Sensing”, *Microchip Application Note AN1101*, 2007.
- [78] Pushek Madaan and Priyadeep Kaur, “Capacitive Sensing made Easy”, *Cypress Semiconductor Corp*, Part 3: Tuning Capacitive Sensing Designs, 2012.
- [79] Harald Philipp, “Charge transfer capacitance measurement circuit”, *European Patent Specification*, EP1131641B1, 2004.
- [80] Quantum Research Group – Atmel, “QMatrix™ Technology White Paper”, 2006.
- [81] Maxim Integrated. (2006, ac. Ago. 2013). Selecting a Backup Source for Real-Time Clocks. *Application Note 3816* [Online]. Disponível em: <http://www.maximintegrated.com/app-notes/index.mvp/id/3816>.
- [82] Institute of Electronics – HTA Luzern, “Hybrid Small Bus «TOHYCO-Rider» with Supercapacitors”, 2002.
- [83] Koninklijke Philips Electronics, “Catálogo de Sistemas de Controlo 2012-2013”, 2012.
- [84] A. Suzdalenko, I. Milashevski e I. Galkin, “Comparative Study of Smart Lighting Grids with LEDs Operated with Concentrated, Localized or Distributed Control”, *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, IEEE 2012.
- [85] NXP Semiconductor. (2011, ac. Ago. 2013). An Internet Address for Every Light Bulb. *Press Releases* [Online]. Disponível em: <http://www.nxp.com/news/press-releases/2011/05/an-internet-address-for-every-light-bulb.html>.
- [86] Steve Doty e Wayne C. Turner, *Energy Management Handbook*, 7ª ed.. Lilburn: Fairmont Press, 2009.

Referências formatadas de acordo com a norma do IEEE, disponível em:
<http://www.ua.pt/sbidm/biblioteca/ReadObject.aspx?obj=15299>